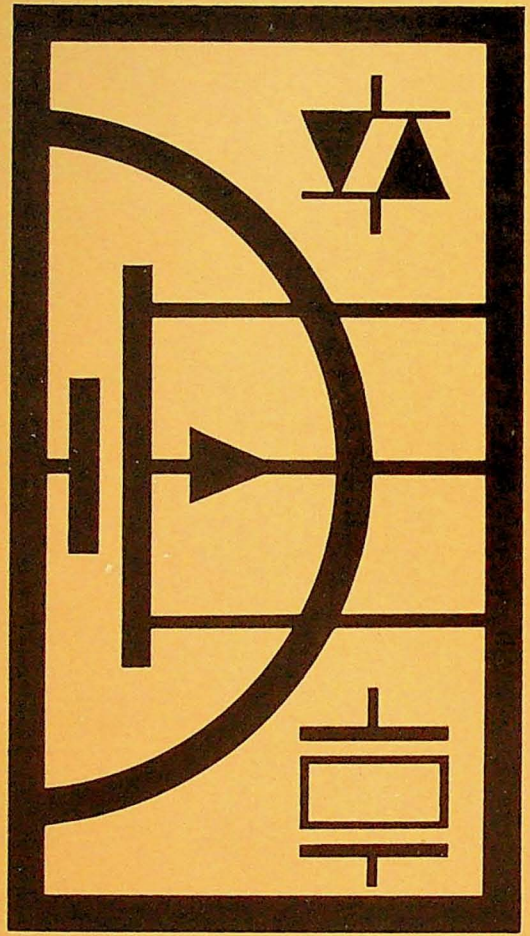


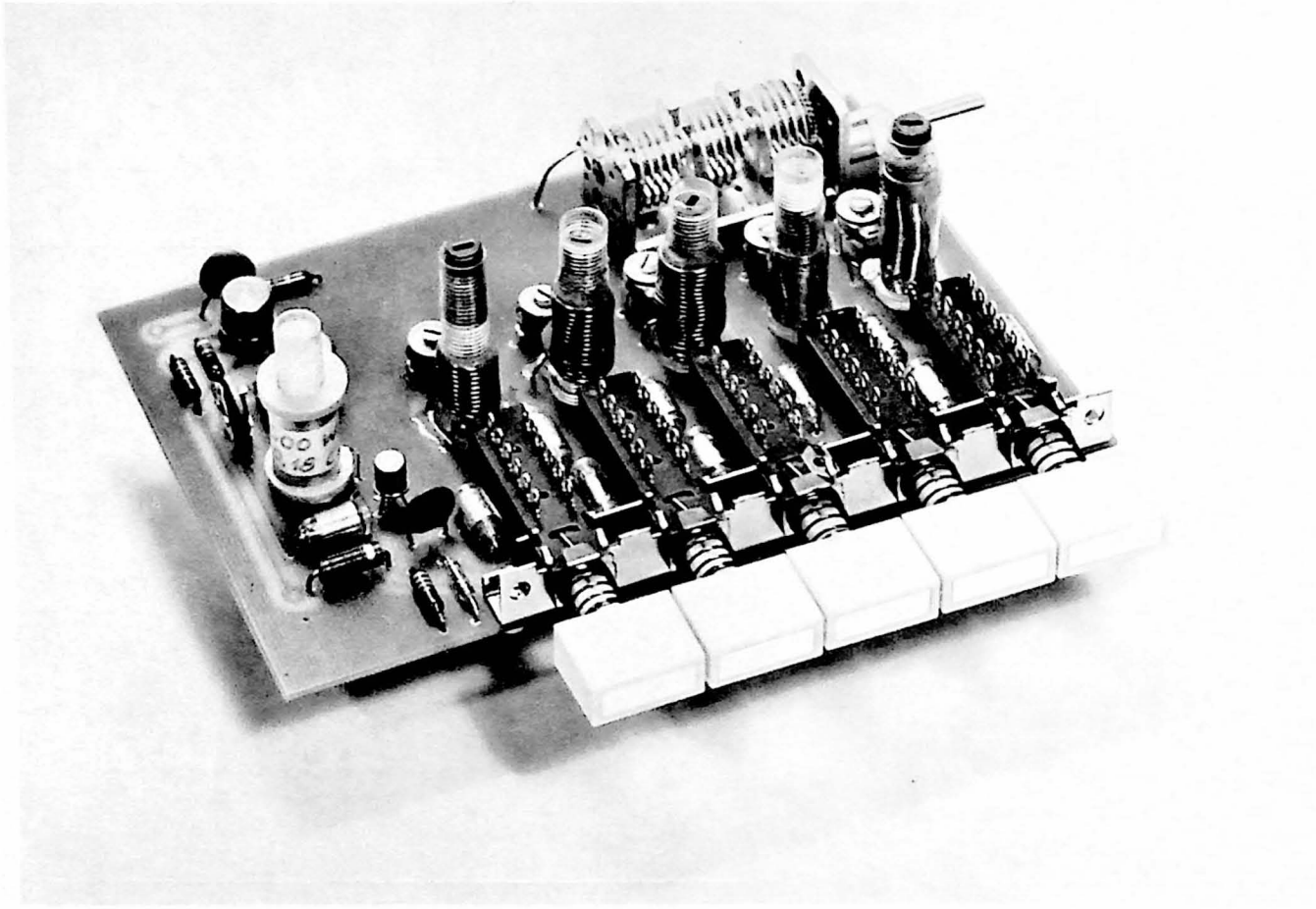
TOPP

Buchreihe Elektronik 26

Franz Müller

Schaltungen mit modernen Bauelementen

Schaltung 3 Frequenzstabiler Kurzwellen-Oszillator



TOPP

Teil 26 der TOPP-Reihe »Schaltungen«

Franz Müller

Schaltungen mit modernen Bauelementen

Verlag Frech Stuttgart-Botnang

Inhalt

Feld-Effekt-Transistoren 5

Schaltungen mit Feld-Effekt-Transistoen 11
Voltmeter 12 · Gleichspannungsvoltmeter in Brückenschaltung 14 · Kurzwellen-Oszillator 16

Schaltungen mit Thyristoren und Triacs 21
Hochstromkontaktgeber 28 · Hochstromkontaktgeber mit einem Triac 30 · Vollweg-Steuerung 32 · Tandem-Helligkeitssteuerung 38 · Dämmerungsschalter 40 · Motordrehzahlregler 41 · Wechselspannungsblinkanlage 44

Quarzoszillatoren 46
Einfacher Quarzoszillator 51 · Aperiodischer Quarzoszillator 52 · Eichoszillator54 · Zwischenfrequenz-Abgleichoszillator 56 · Eichoszillator 58 · Universal-Quarzoszillator 60 · Quarzoszillator 20-100 MHz 62 · 48-MHz-Oszillator 64

Temperaturregelschaltungen 66
Regler für Wohnraumheizung 68 · Elektronischer Kleinthermostat 70 · Bruchsichere Temperaturregelung 72 · Zweipunkt-Temperaturregler 74 · Proportional-Temperaturregler 76 · Einfaches, genaues Temperaturmeßgerät 78

Wichtiger Hinweis

Die in diesem Buch wiedergegebenen Schaltungen sind für Lehrzwecke bestimmt und für den Amateurelektroniker zusammengestellt.
Eine Gewähr dafür, daß die beschriebenen Schaltungen, Geräte, Anlagen und Verfahren frei von Schutzrechtsansprüchen jeglicher Art sind, kann nicht übernommen werden.
Bei gewerblicher Nutzung ist **vorher** die Genehmigung des Lizenzinhabers einzuholen.

Bei allgemein zugänglichen Geräten und Anlagen müssen die VDE-Vorschriften beachtet werden.
Bei Betrieb von Sendeeinrichtungen und dergleichen In der Bundesrepublik sind die geltenden gesetzlichen und postalischen Bestimmungen zu beachten.

© 1969
Verlag und Druckerei M. Frech, Stuttgart-Botnang
Druck: Frech, Stuttgart-Botnang

Feld-Effekt-Transistoren

Seit der Erfindung des Transistors im Jahre 1948 hat man geglaubt, die „alte" Elektronenröhre ersetzen zu können. Aber ihre Vorteile wurden nie erreicht. Der Transistor braucht zu seiner Steuerung Strom und sein Eingang ist zum Leidwesen der Schaltungstechniker relativ niederohmig. Dann muß noch mit einer Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang gerechnet werden.

Durch eine Vielzahl von Typen hat man versucht, den Transistor an die jeweiligen Erfordernisse der Schaltung anzupassen.

Aber dann erinnerte man sich wieder an ein Patent, das J. E. Lilienfeld 1928 in den USA anmeldete.

Darin beschreibt er eine Halbleiteranordnung, deren Strom durch eine isolierte Elektrode elektrostatisch gesteuert werden sollte. Aber diese Erfindung war ihrer Zeit weit voraus. Damals wußte man noch zu wenig von der Leitung von Ladungsträgern in Kristallen und noch weniger von der Züchtung und Bearbeitung hochreiner Kristalle. (Z. B. 1 Fremdatom auf 1000 Millionen Siliziumatome. Dazu als Vergleich: Wenn in jeder Minute seit dem Jahre 0 ein Sandkorn auf einen Haufen gelegt worden wäre, dürfte im Jahre 2000 zum erstenmal eine Perle dazugegeben werden!)

Erst eine moderne Technologie, wie sie die Weltraumforschung mit sich brachte, ließ einen alten Traum wahr werden. In der Halbleiterindustrie brach seit seiner Neuentdeckung ein wahres „FET-Fieber" aus.

FET ist die Abkürzung für Feld-Effekt-Transistor, dem Halbleiter mit röhrenähnlichen Eigenschaften.

Wie arbeitet nun der Feld-Effekt-Transistor?

Keine Angst, wir wollen nicht in die hohe Theorie des Ladungstransportes in Halbleitern einsteigen.

Aber erinnern wir uns an den Plattenkondensator.

Zwei leitende Platten stehen sich in einem gewissen Abstand gegenüber (Bild 1). Da der Kondensator kurzgeschlossen ist, haben sich die freien Elektronen gleichmäßig auf die Platten verteilt. (Die gleiche Anzahl der positiven Ladungen ist nicht mit eingezeichnet.)

Legen wir den Kondensator an eine Gleichspannung, die obere Platte an Minus, die untere an Plus, so wird er geladen (Bild 2). Minus bedeutet Elektronenüberschuß. (Elektron: kleinstes negativ geladenes Teilchen $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As.) Da die Elektronen an der Minusplatte in der Überzahl sind und gleiche Ladungen einander abstoßen, drängen sich die Elektronen in der Plusplatte zusammen.

Was geschieht nun aber, wenn wir quer durch die untere Platte einen Strom schicken? Dazu schließen wir, wie in Bild 3 zu sehen ist, zwei Batterien an. Von S nach D wird ein Strom fließen, den uns das Meßinstrument anzeigt.

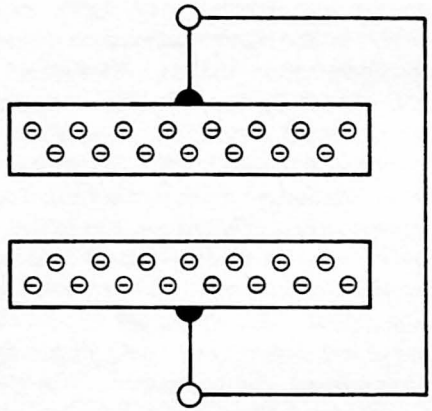


Bild 1

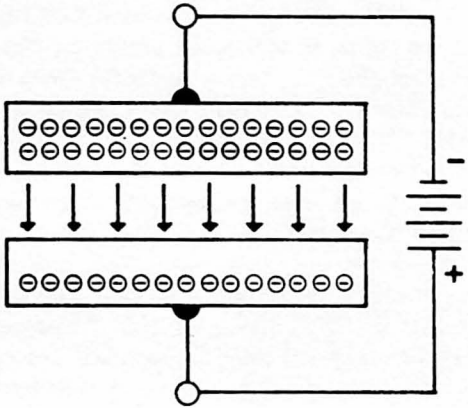


Bild 2

Wird es für diesen Querstrom nun gleichgültig sein, ob auf der oberen Platte eine starke Elektronenladung lagert oder nicht?

Die starke negative Ladung verdrängt in der unteren, stromdurchflossenen Platte die Elektronen von der Oberfläche und läßt sie nicht ungestört fließen. Sie zwingt sie, vorwiegend über den unteren Teil des Plattenquerschnittes zu fließen. Der nutzbare, stromdurchflossene Querschnitt ist dadurch verkleinert, der Widerstand erhöht und damit der Strom geschwächt.

Damit haben wir, was wir suchten: Der Strom wird von einer Spannung an der isolierten Gegenelektrode gesteuert. Dieser Effekt ist bei Metallen verschwindend schwach, da er sich nur in den obersten Atomschichten abspielt. Es ist auch durchaus verständlich, daß in Metallen das elektrostatische Feld keine Tiefenwirkung erzielen kann: Nichts schirmt ein solches Feld so vollständig ab wie eine Metallschicht, weil sie eben gut leitet.

Anders dagegen bei Halbleitern: Das elektrische Feld kann nicht nur tiefer eindringen, sondern es induziert noch eine „Wolke" von Ladungsträgern, die den Querstrom entsprechend stark beeinflussen können.

Nun wird uns auch der Name Feld-Effekt-Transistor verständlich: Er beruht auf dem Effekt eines elektrischen Feldes, das den Strom steuert.

Wie ein Feld-Effekt-Transistor in Wirklichkeit aufgebaut ist, zeigt schematisch Bild 4. Die steuerbare

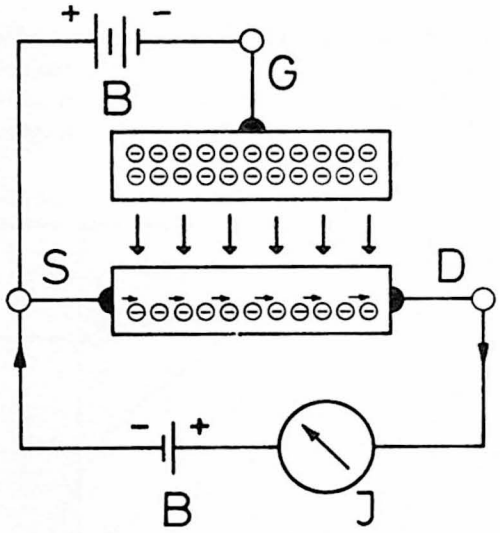


Bild 3

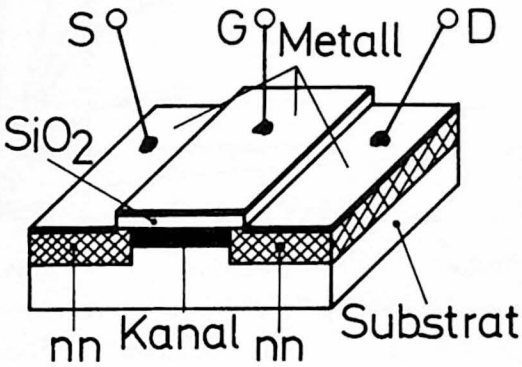


Bild 4

Strecke S-D wird als Kanal bezeichnet und ist auf einem Substrat (z. B. Saphirscheibchen) aufgebracht. Der Kanal besteht aus einem n- oder p-dotierten (d. h. leitfähig gemachten) Halbleitermaterial. Die „Ufer" des Kanals sind wesentlich stärker (nn) dotiert. Sie dienen nur zur Stromzuführung. Die Übergänge enthalten keine Sperrschichten, das sind pn- oder np-Übergänge. Man kann daher die Spannung zwischen den Polen S und D umpolen, ohne daß deshalb der Stromfluß aufhört.

Über dem Kanal liegt die Steuerelektrode G. Im gezeigten Fall ist sie durch eine hochisolierende Zwischenschicht aus Silizium-Dioxyd (SiO_2) getrennt. Ihr Widerstandswert liegt im Bereich von 10^{12} bis 10^{15} Ω. Diese Ausführung bezeichnet man als MOS-Feld-Effekt-Transistor (engl.: metal-oxide-semiconductor).

Eine andere Version des FET verwendet keinen Isolator, sondern an seiner Stelle eine gegensinnig dotierte Halbleiterschicht.

Über den n-Kanal wird eine p-Schicht gelegt. Diese ist dann nur in einer Richtung stromdurchlässig wie eine Diode. Sie wird im Betrieb in Sperrichtung vorgespannt, so daß aus der Zwischenschicht ein Isolator geworden ist. Diese Version bezeichnet man als Sperrschicht-FET.

Die gebräuchlichen Schaltzeichen sind in Bild 5 dargestellt.

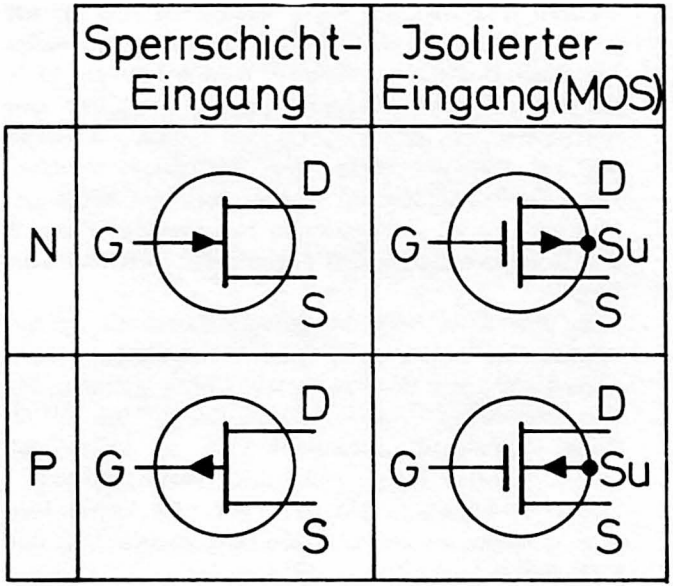


Bild 5

Elektrodenbezeichnung:	S	=	Source	(Quelle)	Grundelektrode	S-Pol
	G	=	Gate	(Tor)	Steuerelektrode	G-Pol
	D	=	Drain	(Senke, Abfluß)	Fangelektrode	D-Pol

Die Kennlinienfelder der MOS-FET's erinnern an die Röhren-Pentoden.
Bild 6 a zeigt den Verlauf eines N-Typs.
Bild 6 b zeigt den Verlauf eines P-Typs.

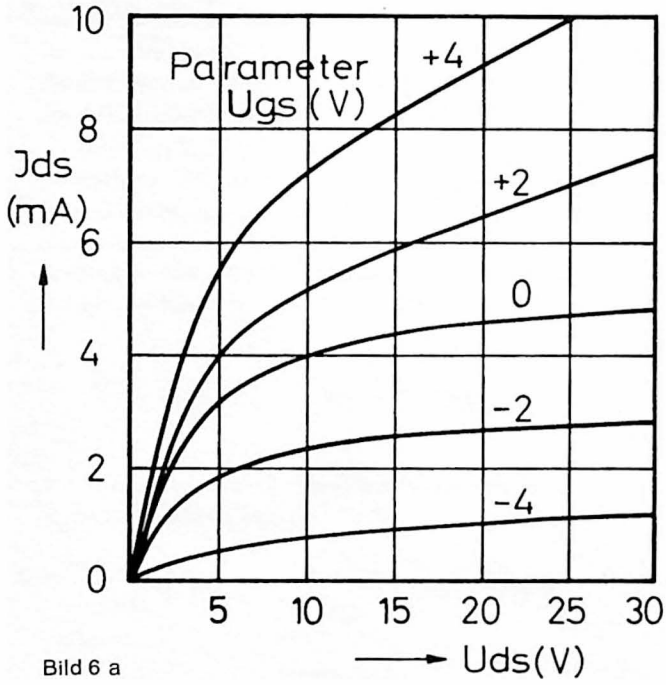
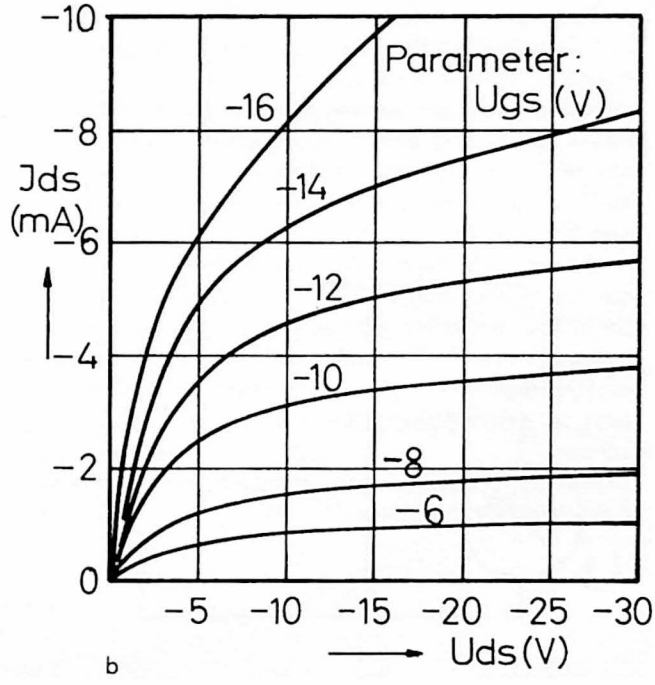


Bild 6 a



b

Umgang mit MOS-FET's:

Die sehr dünne SiO_2-Schicht zwischen Gate und Kanal kann bei unsachgemäßer Behandlung leicht zerstört werden. Die Handberührung eines Anschlusses kann schon zur Zerstörung führen. Durch hohe statische Aufladungen wird das elektrische Feld so groß, daß es zum Durchschlag der SiO_2-Schicht kommt. Beim fabrikneuen MOS-FET sind alle drei oder vier Anschlüsse untereinander mit einem Isolierschlauch verbunden. Bevor er in die Verdrahtung gelötet wird, muß die übrige Schaltung schon aufgebaut sein. Dann umwikkelt man sicherheitshalber die „Beine" mit einem dünnen blanken Draht (z. B. aus einer Litze) einige Male. Jetzt erst zieht man den Isolierschlauch ab und biegt die Anschlußdrähte auseinander.
Beim Einlöten achte man auf einen gut geerdeten Lötkolben. Nach dem Einbau darf man nicht vergessen, die Drahtumwicklung zu entfernen! Der MOS-FET ist jetzt in den meisten Fällen durch die Schaltung geschützt.
Diese Schutzmaßnahmen entfallen bei Sperrschicht-Feld-Effekt-Transistoren.

Schaltungen mit Feld-Effekt-Transistoren

Schaltung 1

Der hohe Eingangswiderstand der Feld-Effekt-Transistoren ist in der Meßtechnik besonders willkommen. Die Spannungsquelle wird dabei noch weniger belastet als mit den herkömmlichen Röhrenvoltmetern und damit der Meßfehler verkleinert.

Betrachten wir eine einfache Meßschaltung (Bild 7): Eine Gleichspannungsquelle von 1 V habe einen Innenwiderstand von 1 MΩ. Wir messen mit einem Röhrenvoltmeter mit 10 MΩ Eingangswiderstand. Durch die Schaltung fließt nun ein Strom von der Größe

$$I = \frac{U}{Rges} = \frac{1\,V}{1\,M\Omega + 10\,M\Omega}$$

Am Innenwiderstand der Spannungsquelle Ri tritt ein Spannungsabfall von der Größe

$$Ui = I \cdot Ri = \frac{1\,V}{11\,M\Omega} \cdot 1\,M\Omega \doteq 0{,}09\,V$$

auf.

Wir messen also an den Klemmen A-B nicht 1 V, sondern die um den Spannungsabfall an Ri verminderte Spannung

$$Um = U - Ui = 1\,V - 0{,}09\,V = 0{,}91\,V$$

Abgesehen von der Anzeigegenauigkeit des Instrumentes beträgt der Meßfehler schon 9 %.

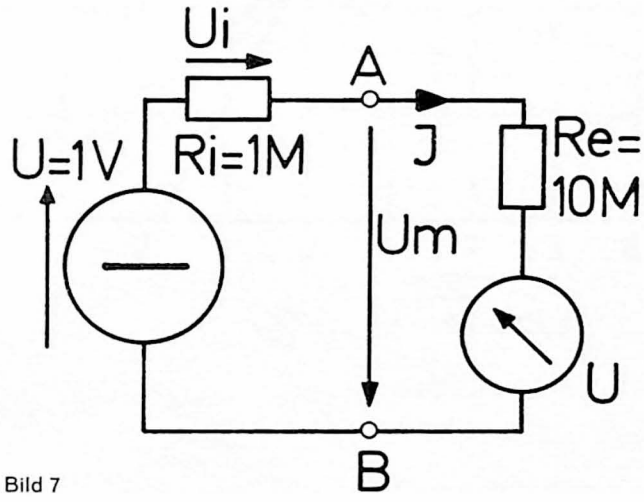


Bild 7

Ein einfaches FET-Voltmeter zeigt Bild 8.
Es handelt sich hier um einen stark gegengekoppelten S-Pol-Verstärker. Man kann mit einem relativ unempfindlichen Amperemeter fast leistungslos Spannungen messen. Mit P stellt man bei kurzgeschlossenem Eingang (Eingangsspannung Ue = 0 V) den Zeiger auf Skalenmitte ein. Bild 9 zeigt einige Eichkurven. Sie sind je nach Fertigungstoleranz des FET in ihrer Steigung verschieden. Um für den speziellen Typ eine Eichkurve zu erhalten, legt man an die Eingangsklemmen eine 1,5-V-Batterie. Der nun angezeigte Strom entspricht einer Eingangsspannung von 1,55 V. (Dies ist nämlich die Leerlaufspannung einer Batterie.)
Die beiden nun erhaltenen Meßpunkte kann man durch eine Gerade verbinden. Damit ist die Eichung beendet.
Der Temperatureinfluß ist sehr gering. Im Bereich von 20 °C bis 60 °C ergeben sich kaum Abweichungen. Ein Nachteil der Schaltung ist allerdings, daß der Nullpunkt in der Mitte der Skala liegt und die Eichkurven stark streuen. Dies läßt sich durch eine Brückenschaltung vermeiden.

Stückliste zu Bild 8

Feld-Effekt-Transistor V 1 = 2N3819 (Neye)
Widerstände
R 1 = 100 kΩ
R 2 = 5,6 kΩ
P = 10 kΩ (Trimmer)
Meßinstrument I, Drehspulinstrument 0,5 mA Vollausschlag

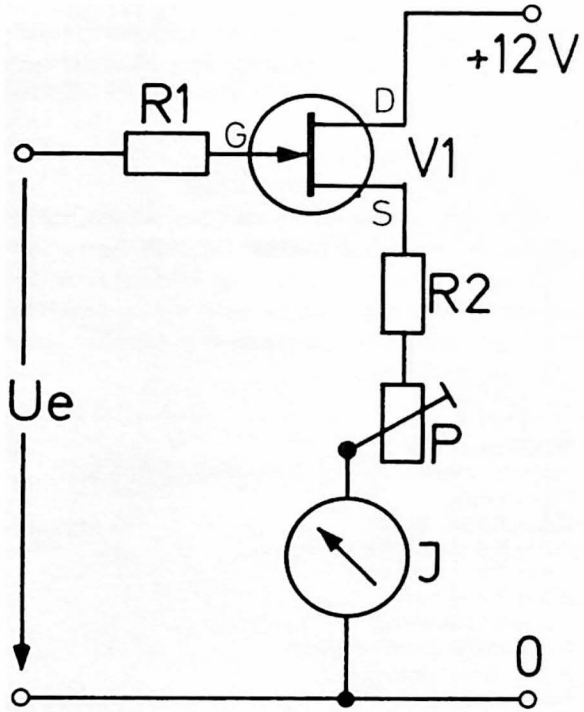


Bild 8

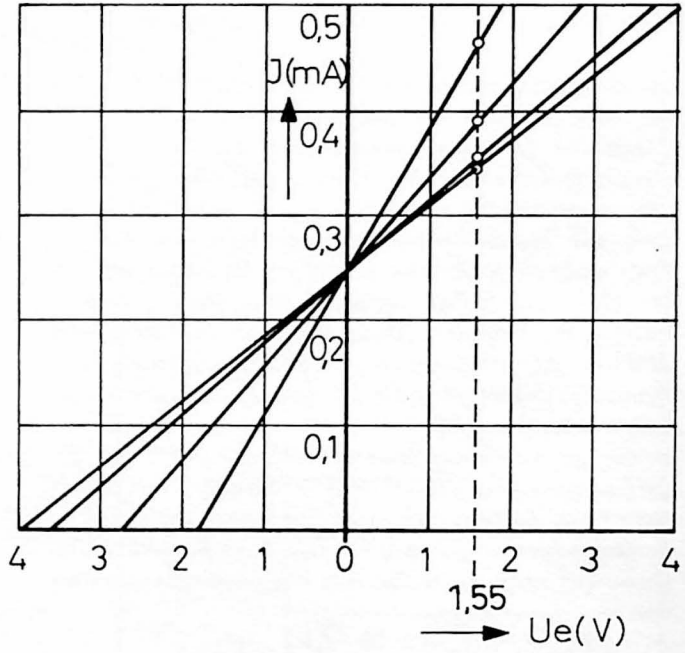


Bild 9

Schaltung 2

FET-Gleichspannungsvoltmeter in Brückenschaltung

Die Brückenschaltung der FET's in Bild 10 hat neben der Nullpunktunterdrückung noch den Vorteil, daß Einflüsse von Temperaturänderungen und Betriebsspannungsschwankungen die Genauigkeit der Meßschaltung nicht beeinflussen. Mit dem Potentiometer P 1 wird der Nullpunkt bei kurzgeschlossenem Eingang (0 V) eingestellt (Brückenabgleich). Es sollte im fertigen Gerät von außen justierbar sein. Mit P 2 wird die Eichung durchgeführt. Dazu legt man im Meßbereich „2 V" an den Eingang eine bekannte Spannung (z. B. Mono-Zelle) und verstellt P 2 solange, bis der Zeiger 1,55 V anzeigt.

In der gezeichneten Schalterstellung beträgt der Eingangswiderstand (R 5 + R 6) = 10 MΩ. Dies scheint nicht hoch zu sein. Bedenkt man aber, daß bei einer Eingangsspannung von 0,2 V das Meßinstrument Vollausschlag zeigt, so ergibt sich ein Eingangswiderstand von

$$\frac{10\,\text{M}\Omega}{0{,}2\,\text{V}} = 50\,\frac{\text{M}\Omega}{\text{V}}$$

Dieser Wert liegt weit über dem üblicher Röhrenvoltmeter. Zur Meßbereichserweiterung legt man in die Zuleitungen einfach Vorwiderstände, die man mit einem Schalter umschaltbar macht.

Damit ergeben sich die Meßbereiche: 0,2 V, 2 V und 20 V.

Die Widerstände R 1 bis R 4 können auch aus Einzelwiderständen zusammengesetzt werden. Man schaltet sie in Reihe, dann werden die Werte einfach addiert, z. B.

45 MΩ = 30 MΩ + 15 MΩ

485 MΩ = 4 · 100 MΩ + 82 MΩ + 3 MΩ

Für Buchsen und Schalter darf man bei diesen hohen Eingangswiderständen nur hochisolierende Typen verwenden, am besten aus Keramik. Die Widerstände des Eingangsspannungsteilers sollte man auf keramische Lötstützpunkte legen. Die Zuleitung zum Schalter lasse man möglichst freitragend.

Stückliste zu Bild 10

Feldeffekttransistor V 1 = V 2 = 2N3819 (Neye)
Widerstände
R 1 = R 3 = 45 MΩ
R 2 = R 4 = 485 MΩ
R 5 = R 6 = 5 MΩ
R 7 = R 8 = 100 kΩ
R 9 = R 10 = 100 Ω
P 1 = 10 kΩ (Potentiometer)
P 2 = 5 kΩ (Trimmer)
Batterien B 1 = B 2 = B 4,5 V
Meßinstrument I, (Drehspul) 100 µA
Schalter S 1 z. B. SEL Wellenschalter Typ 632 3x2
S 2 2pol. Ausschalter

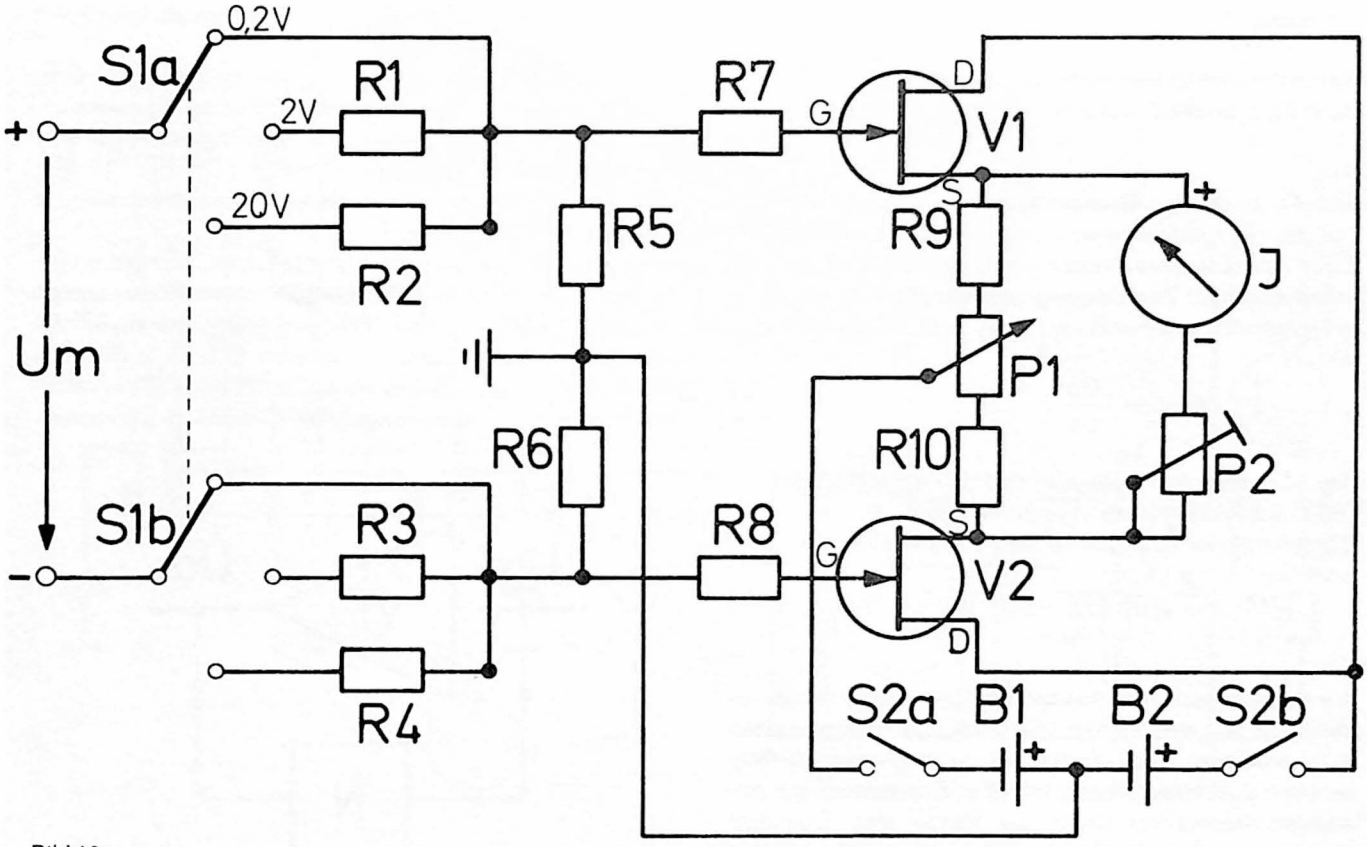

0,2V
S1a
R1
2V
20V
R2
R7
G
D
V1
S
R9
R5
J
Um
P1
R6
R10
P2
S1b
R3
R8
G
S
V2
D
R4
S2a
B1
B2
S2b

Bild 10

Schaltung 3

Frequenzstabiler Kurzwellen-Oszillator mit MOS-Feld-Effekt-Transistor

Bild 11 zeigt das Grundprinzip eines Oszillators. Ein Teil der Ausgangsspannung eines Verstärkers V wird durch ein geeignetes Netzwerk N um 180 Grad phasenverschoben auf den Eingang gegeben. Das Spannungsteilerverhältnis bezeichnet man als Rückkopplungsfaktor:

$$K = -\frac{Ug}{Ua}$$

Das Minuszeichen bedeutet, daß beide Spannungen um 180 Grad in der Phase verschoben sind.
Der Verstärkungsfaktor V eines Verstärkers ist definiert als

$$V = -\frac{Ua}{Ug}$$

Wir finden auch hier wieder das Minuszeichen, da es nicht nur auf den reinen Wert der Spannungsverstärkung ankommt, sondern daß vor allen Dingen die Phasenlage ausschlaggebend ist. (Zur Erinnerung: ein einstufiger Verstärker dreht die Phase des Eingangssignals um 180 Grad, ein zweistufiger um zweimal 180 Grad = 360 Grad, ist also wieder phasengleich mit dem Eingangssignal.)
Zusammenfassend kann man sagen, daß K und V Größen sind, denen eine bestimmte Richtung zukommt.
Ist die Bedingung erfüllt, daß $K = 1/V$ oder $K \cdot V = 1$ ist, dann schwingt der Verstärker.
Die Rückkopplung K kann also um so kleiner sein, je größer die Verstärkung V ist.
In Bild 12 ist eine praktisch ausgeführte Schaltung dargestellt. Es handelt sich hier um einen sogenannten Colpitts-Oszillator. Die Frequenzabstimmung erfolgt mit dem Dreifach-Drehkondensator C 1, C 2, C 3. Die Rückkopplungsspannung wird z. B. im 80-m-Band durch den kapazitiven Spannungsteiler C 10, C 11 gewonnen.

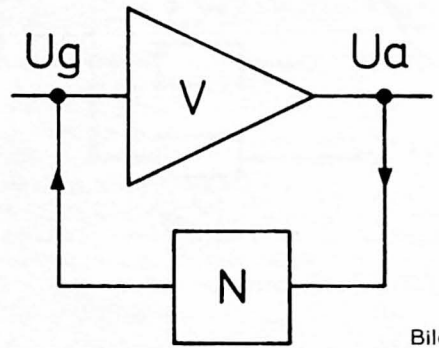


Bild 11

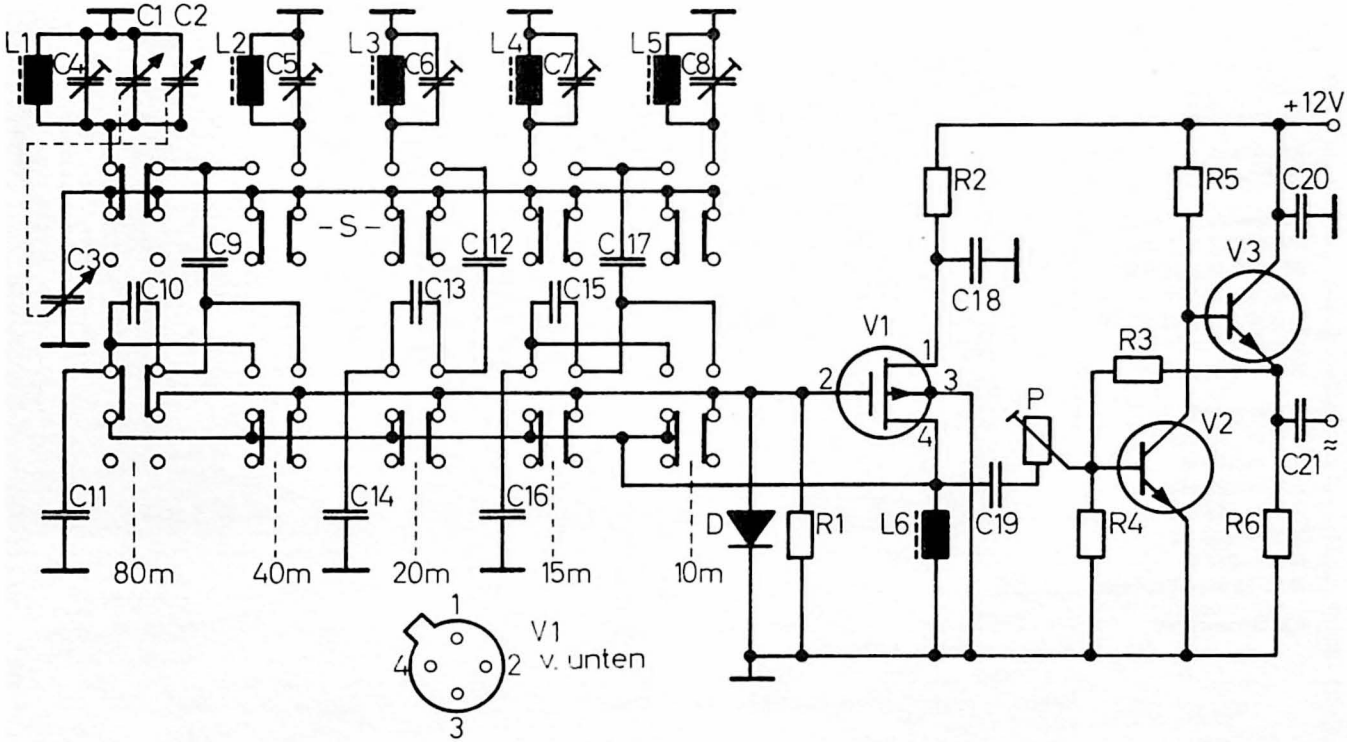
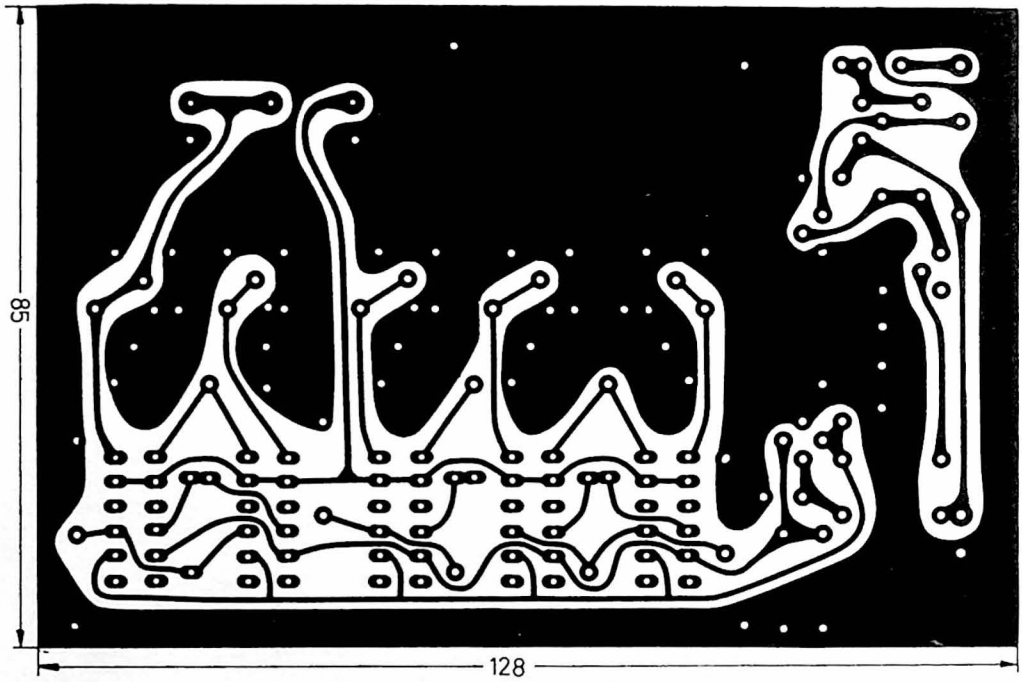

C1 C2
L1
C4
L2
C5
L3
C6
L4
C7
L5
C8
+12V
R2
R5
C20
C18
V3
C3
C9
-S-
C12
C17
C10
C13
C15
V1
R3
P
V2
C21
C11
C14
C16
D
R1
L6
C19
R4
R6
80m
40m
20m
15m
10m
V1
v. unten

Bild 12

Bild 13



Stückliste zu Bild 12

Halbleiter
MOS-FET V 1 =
BFX 78 (Fairchild)
Transistor V 2 =
V 3 = BSY 53 (ITT)
Diode D =
BAY 46 o. ä.

Widerstände
R 1 = 33 kΩ
R 2 = 510 Ω
R 3 = 47 kΩ
R 4 = 15 kΩ
R 5 = 6,8 kΩ
R 6 = 220 Ω
P = 10 kΩ (Trimmer)

Kondensatoren

C 1, C 2, C 3, UKW/KW-Dreifach-Drehkondensator 3 x 14 pF H16/46 (Conrad)
C 4 = C 5 = C 6 = C 7 = C 8 Keramiktrimmer 4-20 pF (stehende Ausführung) H84/65 (Conrad)
C 9 = C 11 = 470 pF Styroflex
C 10 = C 12 = C 14 = 220 pF Styroflex
C 13 = C 16 = C 17 = 100 pF Styroflex
C 15 = 47 pF Styroflex
C 18 = C 20 = 10 nF (ker.)
C 19 = 1,5 nF (Styroflex)
C 21 = 22 nF (ker.)

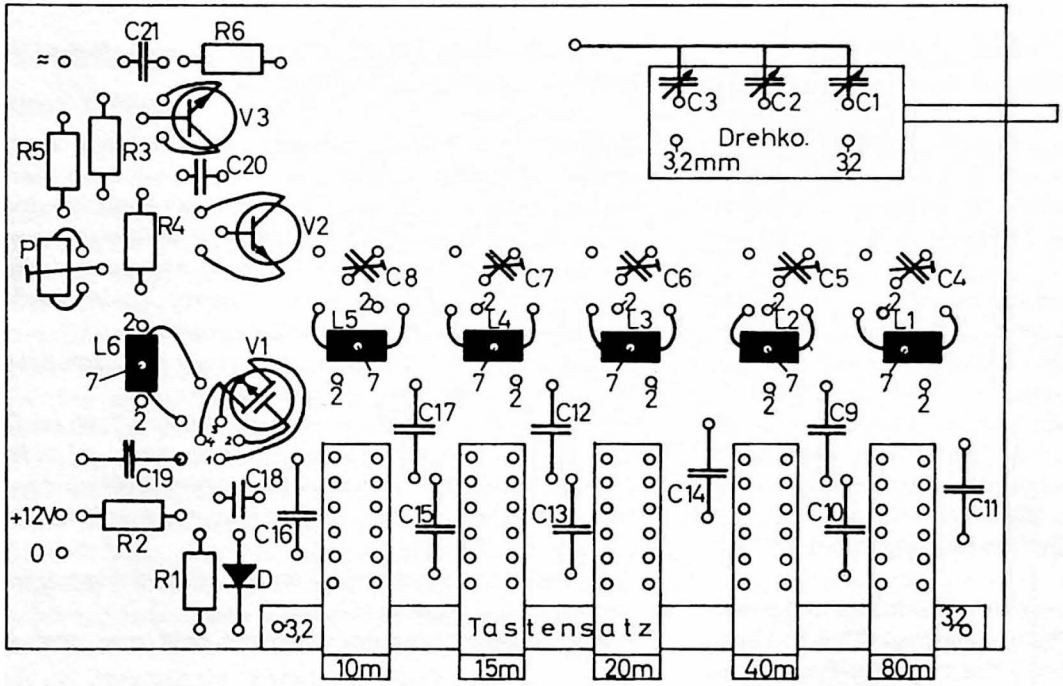


Bild 14

Spulen	Spulenkörper B6/28-224 (Vogt)	L 5: 10 Wdgn, 0,8 mm ⌀ CuL
	Kern GW6/13 x 0,75 FC-FU II (Rot) (Vogt)	L 6: 500 Wdgn, 0,18 mm ⌀ CuL
	L 1: 60 Wdgn, 0,3 mm ⌀ CuL	Wickellänge 15 mm
	L 2: 25 Wdgn, 0,4 mm ⌀ CuL	Kern ganz eingedreht
	L 3: 20 Wdgn, 0,8 mm ⌀ CuL	Miniaturdrucktastenschalter (5 x 4 Umschaltkontakte)
	L 4: 15 Wdgn, 0,8 mm ⌀ CuL	MD 54 S (Conrad)

Damit ergibt sich ein Rückkopplungsfaktor von näherungsweise 33 %. Der Verstärkungsfaktor von V 1 beträgt also 3.

Die Frequenzkonstanz des Oszillators ist außerordentlich gut. Nach einer Anwärmzeit von ungefähr 30 Sekunden und einer konstanten Raumtemperatur ist die Frequenzabweichung bei 3,5 MHz kleiner als 30 Hz innerhalb zwei Stunden.

Dies setzt natürlich einen mechanisch stabilen Aufbau voraus. (Spulenwicklung mit Uhu-Plus bestreichen.)

Die Schaltung eignet sich vorzüglich als Steuersender für einen Kurzwellensender.

Zur Entkopplung schließt sich an den Oszillator ein zweistufiger Trennverstärker (V 2, V 3) mit niederohmigem Ausgang an. Er verhindert Rückwirkungen von Laständerungen auf die Oszillatorfrequenz. Mit dem Trimmer P wird die Ausgangsspannung auf ca. 2 V eingestellt.

Um den Nachbau zu erleichtern, wurde der Steuersender auf eine gedruckte Platte aufgebaut. (Bild 13 Leiterbahnseite in Originalgröße.) Die Lage der Bauteile auf der Leiterplatte geht aus Bild 14 hervor. Die Bohrungen betragen, wenn nicht anders angegeben, 1,2 mm.

Zur Abschirmung wird der Oszillator in ein Metallkästchen gebaut, das mit den entsprechenden Ausschnitten für die Bedienungselemente versehen ist.

Die Versorgungsspannung wird über einen Durchführungskondensator (10 nF) zugeführt (HF-Abblockung).

Die HF-Spannung entnimmt man am besten über eine UHF-Buchse oder BNC-Buchse.

Abgleich: Vor Inbetriebnahme kontrolliere man noch einmal die Schaltung, ob sich beim Bestücken kein Fehler eingeschlichen hat. Wurde der MOS-FET mit der gebührenden Vorsicht behandelt (s. Einleitung), kann man jetzt einschalten. Falls man keinen Meßsender und Oszillografen zur Verfügung hat, läßt sich der Abgleich mit einem geeichten Empfänger vornehmen.

Die unmodulierte Schwingung kann man am magischen Auge oder am S-Meter gut beobachten.

Bei eingedrehtem Drehkondensator (tiefste Frequenz) wird L 1 so abgeglichen, daß der Oszillator auf z. B. 3,4 MHz schwingt. Bei herausgedrehtem Drehkondensator (höchste Frequenz) stimmt man mit dem Trimmer C 4 auf z. B. 3,9 MHz ab.

Dies muß öfter wiederholt werden, um den Frequenzbereich genau zu erfassen.

In den anderen Frequenzbereichen geht man analog vor.

	Steuersender
80-Meter-Band 3,5— 3,8 MHz,	3,4 — 3,9 MHz
40-Meter-Band 7,0— 7,15 MHz,	6,95— 7,2 MHz
20-Meter-Band 14,0—14,35 MHz,	13,8 —14,6 MHz
15-Meter-Band 21,0—21,45 MHz,	20,2 —22,0 MHz
10-Meter-Band 28,0—29,7 MHz,	27,0 —30,0 MHz

Schaltungen mit Thyristoren und Triacs

Zuerst etwas Theorie
Erinnern wir uns kurz an den **Gleichrichter.**
Bild 15 zeigt den Prinzipaufbau, Schaltzeichen und Kennlinie eines Silizium-Gleichrichters.
Der Gleichrichter besteht aus zwei Schichten. In der einen herrscht Elektronenüberschuß, ist daher negativ (n). Die andere enthält Fehlstellen (fehlende Elektronen) und ist positiv (p).
Die „Elektronenlöcher" möchten sich gerne auffüllen, aber die Sperrschicht in der Mitte verhindert es, solange die Diode stromlos ist.
Schließt man eine Gleichstromquelle so an, daß der negative Pol an der n-Schicht, der positive Pol an der p-Schicht liegt, dann werden von dem negativen Pol soviele Elektronen in den Gleichrichter geliefert, daß sie die Sperrschicht überwinden können und die Löcher auffüllen. An der Anode verlassen die Elektronen wieder den Gleichrichter: die Diode leitet.
Wird die Spannung umgepolt, dann ziehen sich die Elektronen noch weiter von der Sperrschicht zurück, denn ungleiche Ladungen ziehen sich bekanntlich an. Es entsteht in der Mitte eine breite Isolierzone: die Diode sperrt.

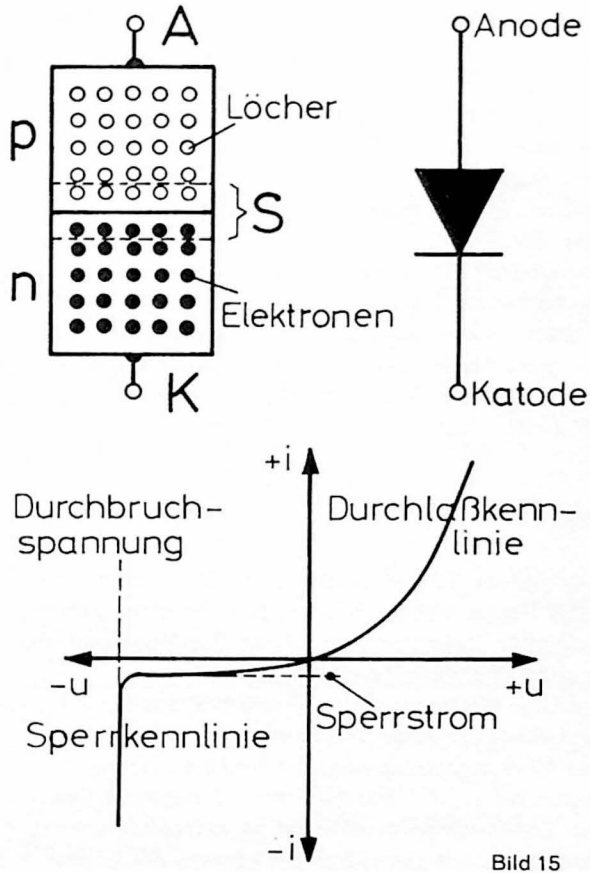


Bild 15

Aus der Kennlinie der Diode sehen wir, daß in der Durchlaßrichtung der Strom auf sehr hohe Werte klettert, wenn man die Spannung nur ein klein wenig erhöht. In der Sperrichtung fließt nur ein geringer Strom: der Sperrstrom. (Der Gleichrichter ist also ein nicht ganz dichtes Ventil.)
Vergrößert man aber die Spannung in Sperrichtung zu sehr, dann kommt es zum Durchbruch: der Strom steigt lawinenartig an. Diesen Zustand vermeidet man beim gewöhnlichen Gleichrichter tunlichst. Er würde dadurch zerstört. In der Kennlinie ist der Sperrstrom übertrieben groß dargestellt, um den Verlauf besser erkennen zu können. Bei Siliziumdioden ist er so klein, daß man ihn meist vernachlässigen kann.

Diac

Sogenannte Triggerdioden oder Diac haben die Aufgabe, Strom erst nach Überschreiten einer bestimmten Spannung durchzulassen. Ihren Prinzipaufbau, Schaltzeichen und Kennlinie zeigt Bild 16.
Die Diac besteht aus drei Schichten, aus einer p-, einer n- und wieder einer p-leitenden Schicht.
Ihre Wirkungsweise läßt sich leicht erklären:
Legen wir an A 1 positive, an A 2 negative Spannung. Die Diodenstrecke p 1-n ist in Durchlaßrichtung. Die Elektronen aus der n-Schicht können die Löcher in p 1

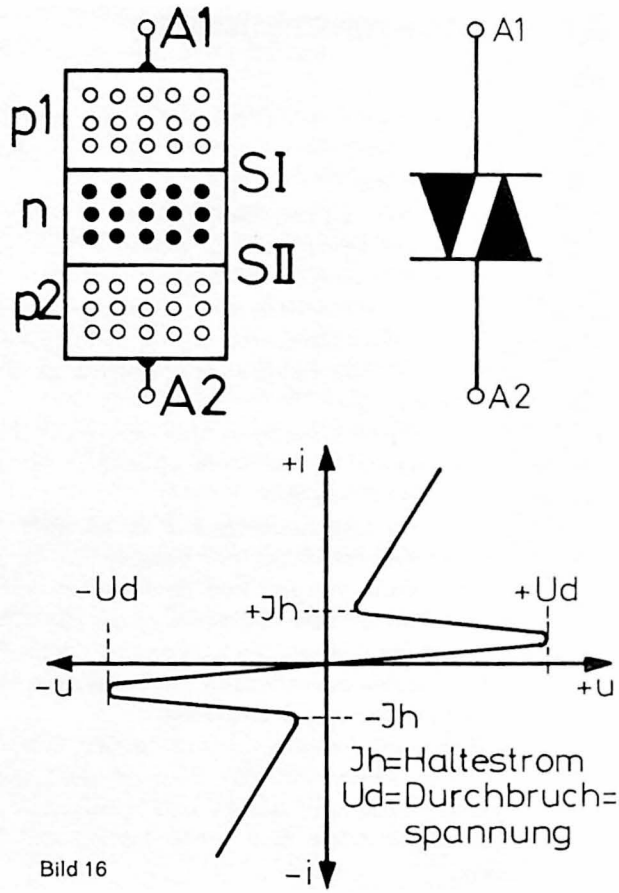


Bild 16

auffüllen (s. Diode). Die negative Spannung an A 2 zieht die positiven Löcher in p 2 an, so daß in der Umgebung der Sperrschicht S II ein elektronenleerer Raum entsteht. Steigert man die Spannung bis Ud, wird die elektrische Feldstärke so groß, daß die Sperrschicht S II durchbricht und die Diode leitend wird. Der Spannungsabfall an ihr geht auf kleine Werte zurück. Der weitere Verlauf gleicht der Durchlaßkennlinie einer Diode. An Hand der Kennlinie läßt sich dies gut verfolgen.

Bei umgepolter Spannung wird die Sperrschicht S I wirksam, die bei Überschreiten der Spannung —Ud durchbricht. Beim Einbau braucht auf eine bestimmte Polung nicht geachtet zu werden.

Die Wirkungsweise dieser Diode läßt sich mit der eines üblichen Kippschalters vergleichen: Man muß zuerst einen bestimmten Hebelweg zurücklegen, die Feder spannt sich und dann kippt im Druckpunkt plötzlich das Schaltsegment um und schließt oder öffnet den Stromkreis.

Thyristor

(SCR, engl.: Silicon Controlled Rectifier)

Der Thyristor ist eine steuerbare Vierschichtdiode. In Bild 17 ist sein Aufbau, Schaltzeichen und Kennlinie dargestellt.

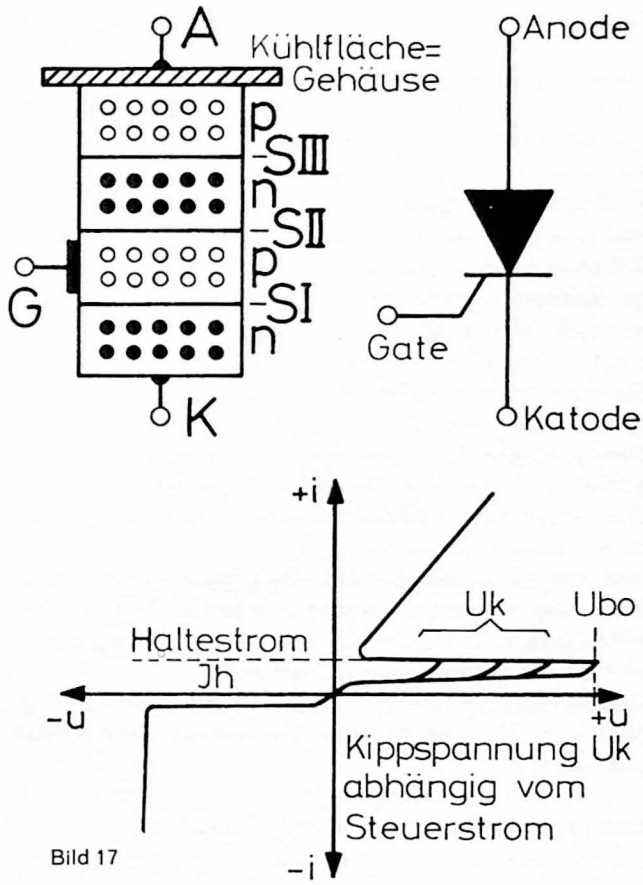


Bild 17

Die Steuerelektrode G (Gate = Tor) ist an die der Katode benachbarten p-Schicht angeschlossen.
Liegt an der Anode bei offenem G ein positives Potential, ist die Sperrschicht S II wirksam. Beim Überschreiten der Kippspannung Ubo wird die Feldstärke in S II so hoch, daß sie durchbricht.
Schickt man bei gesperrter Strecke über G einen kleinen Steuerimpuls zur Katode K, wird die Sperrschicht S II eher durchbrochen und der Thyristor zündet schon bei kleineren Spannungen. Je größer der Steuerstrom ist, desto eher zündet der Thyristor.
Liegt an der Anode eine negative Spannung, sind die Sperrschichten S I und S II wirksam und der Thyristor verhält sich wie eine Diode in Sperrichtung.
Die benötigte Zündleistung ist im Vergleich zur geschalteten Leistung außerordentlich gering.
Die Anode ist zur besseren Kühlung des Kristalls mit dem Gehäuse verbunden.
Will man die negative Halbwelle auch ausnützen, kann man zwei Thyristoren antiparallel schalten. Dann benötigt man zwei Triggerimpulse: einmal für die positive und einmal für die negative Halbwelle.
Das ist relativ umständlich. Deshalb haben findige Physiker versucht, zwei Thyristorstrecken auf einen Kristall aufzubauen.

Das Ergebnis ist der sogenannte **Triac.**

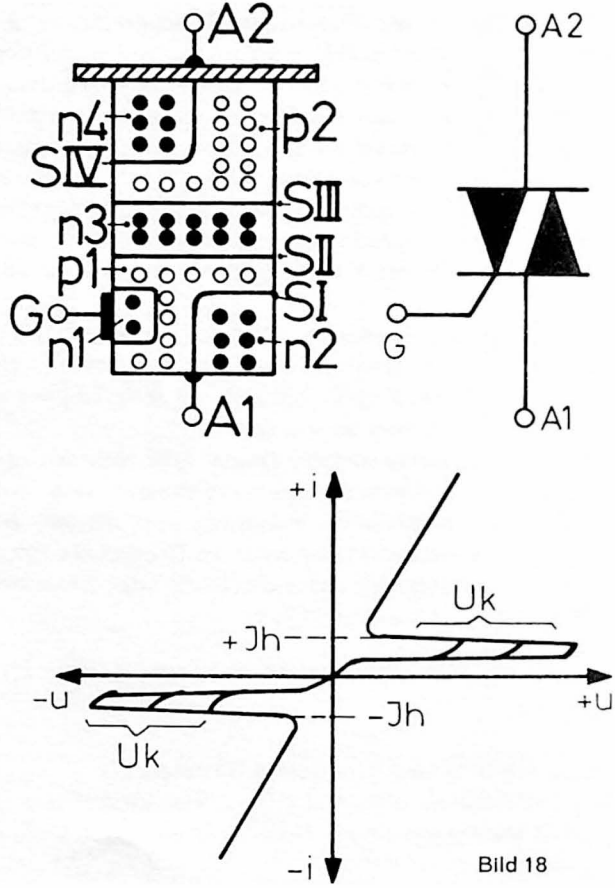


Bild 18

Triac

Bild 18 zeigt seinen Aufbau, Schaltsymbol und Kennlinienverlauf.

Als Steuerelektrode wird die n 1-Schicht in die p 1-Zone eingebaut. Mit ihr kann in beiden Richtungen gezündet werden.
Liegt an A 1 ein negatives Potential, dann verläuft der Zündvorgang wie bei einem normalen Thyristor. Der Steuerstrom läßt die Sperrschicht S II leitend werden und schaltet das ganze System durch.
Liegt an A 1 eine positive, an A 2 eine negative Spannung und bekommt G einen positiven Impuls, dann fließen negative Ladungsträger aus dem Gebiet n 1 in die Fehlstellen der Zone p 1. Da die Steuerelektrode einseitig angeordnet ist, entsteht ein Potentialgefälle längs der Sperrschicht S II. Dadurch geraten auch im Gebiet n 3 Ladungsträger in Bewegung. Die Sperrschicht S III wird mit beeinflußt und ihr Leckstrom vergrößert sich so weit, bis sie durchbricht und der Triac in dieser Richtung leitet.
Die Zündimpulse kann man dem Triac z. B. über eine Diac zuführen.
Beide Bauteile sind aus Silizium. Dieser Umstand ließ die Halbleiterphysiker nicht schlafen, und sie „zauberten" beide Teile auf einen einzigen Siliziumkristall (Bild 19). Die Bezeichnungen bleiben wie beim Triac erhalten. Der Anschluß A 2 ist auch hier zur Kühlung mit dem Gehäuse verbunden.
Hat ein Thyristor oder Triac einmal gezündet, läßt sich der Stromfluß durch die Steuerelektrode nicht mehr beeinflussen. Sie bleiben solange im leitenden Zustand, bis der Strom den sogenannten Haltestrom Ih unterschreitet. Dann springt er zurück in den gesperrten Zustand.

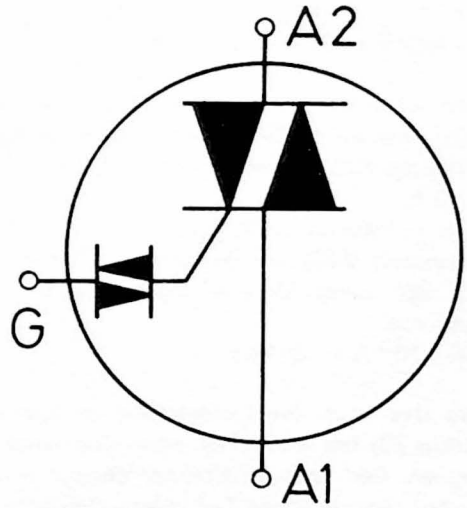


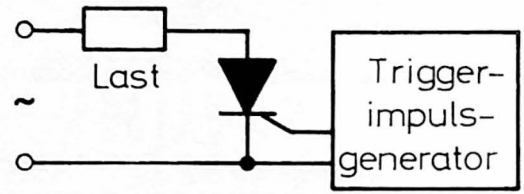
Bild 19

Im Wechselspannungsbetrieb löscht der Thyristor und Triac nach jeder Stromwelle.
Legt man eine Gleichspannung an, bleiben sie, wenn sie einmal eingeschaltet wurden, immer leitend. Es sei denn, man unterbricht den Stromkreis.
Thyristoren und Triacs stellen nahezu vollkommene Schalter dar:
So beträgt im Durchlaßzustand der Spannungsabfall am Triac ca. 2 V bei einem Strom von 10 A. Damit wird der Durchlaßwiderstand

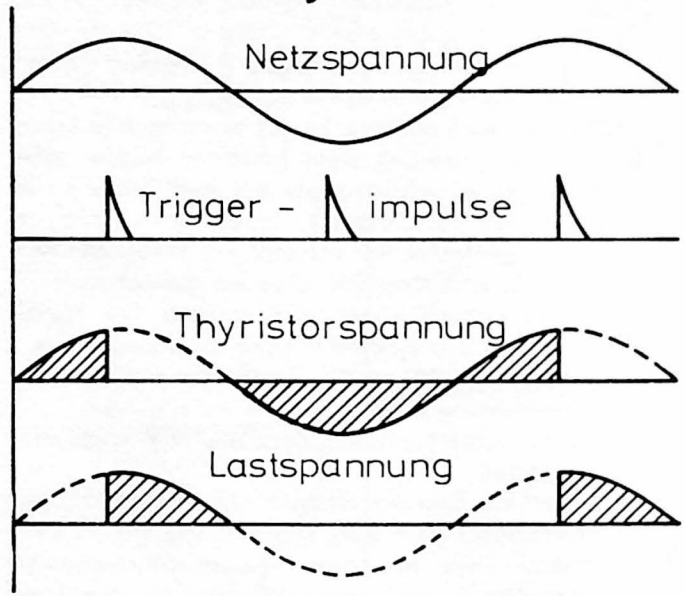
$R = U : I = 2\,V : 10\,A = 0{,}2\,\Omega$

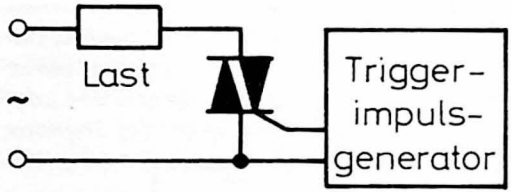
Bei hohen Strömen tritt selbst an diesem kleinen Widerstand eine so große Verlustleistung Pv auf, daß eine zusätzliche Kühlung nötig wird.
z. B. $I = 10$ A:
$Pv = I^2 \cdot R = 100 \cdot 0{,}2 = 20$ Watt
Im Sperrzustand fließt ein Reststrom von etwa 20 µA bei 400 V Spannung. Daraus ergibt sich ein Sperrwiderstand von
$400\,V : 20 \cdot 10^{-6}\,A = 20\,M\Omega$

Sehen wir uns noch den Unterschied im Spannungsverlauf (Bild 20) bei einer Thyristor- und einer Triac-Schaltung an. Der unterschiedliche Verlauf wird uns, wenn wir den theoretischen Teil verstanden haben, einleuchtend sein.



Thyristor





Triac

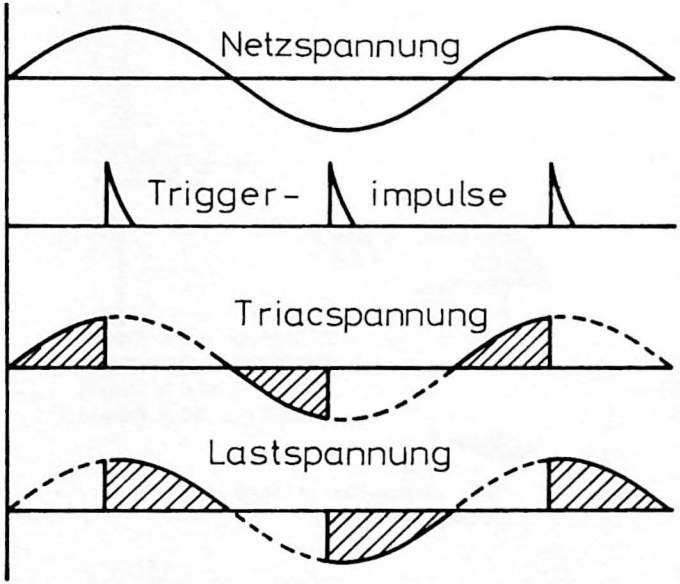


Bild 20

Schalter direkt getriggert. Der jeweils leitende Thyristor führt, solange der Schalter geschlossen ist, die Leistung der Last zu. Wird er geöffnet, bleibt der Thyristor bis zum Nulldurchgang leitend und schaltet dann in den Sperrzustand. Das heißt, der Thyristor schaltet erst dann aus, wenn der Schalter schon geöffnet ist.

Schaltung 4

Hochstromkontaktgeber für Wechselstromlasten

Die in Bild 21 dargestellte Schaltung ermöglicht es, große Leistungen von Motoren, Heizgeräten, Lampen usw. mit kleinen Schaltern, wie z. B. Tastknöpfen, Mikroschaltern, Thermostaten oder Zeitschaltern o. ä. zu schalten.
Durch die Anti-Parallel-Schaltung der beiden Thyristoren gelangt sowohl die positive als auch die negative Halbwelle an den Verbraucher.
Die maximale Größe des Verbraucherstromes richtet sich nach den verwendeten Thyristoren. Mit dem Thyristor 2N3529 lassen sich 2 A (bei 220 V also $P = U \cdot I = 440$ W) schalten, mit dem 2N3898 35 A. Das ergibt eine maximale Verbraucherleistung von 7700 W.
Das Gate G wird über einen Gleichrichter und den

Stückliste zu Bild 21

Halbleiter
D 1 = D 2 = BYY33 (JTT)
Thy 1 = Thy 2 = 2N3529 für 2 A (Neye)
2N3525 für 5 A (Neye)
2N3670 für 12,5 A (Neye)
2N3898 für 35 A (Neye)
Widerstände
R = 100 Ω
Rv = Verbraucher (s. Text)
Schalter S (s. Text)

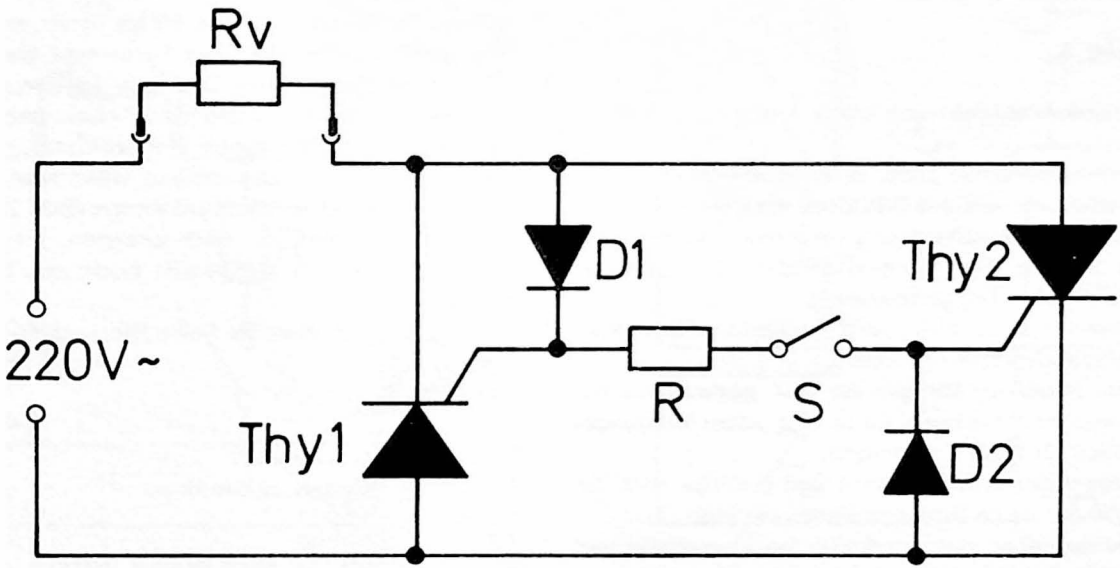


Bild 21

Schaltung 5

Hochstromkontaktgeber mit einem Triac

Verwendet man einen Triac, vereinfacht sich die Schaltung 4 erheblich, wie aus Bild 22 zu ersehen ist.
Auch hier kann zur Steuerung ein kleiner Schalter verwendet werden. Über den Widerstand R erhält der Triac dann seine Triggerspannung.
Es werden die positiven und negativen Halbwellen zum Verbraucher durchgelassen.
Bei sehr hohen Leistungen ist man gezwungen, auf Thyristoren auszuweichen, da es noch kaum fertigungsreife Triacs für hohe Ströme gibt.
Der Aufbau der Schaltungen 4 und 5 dürfte auch für den Anfänger keine Schwierigkeiten bereiten.
Man beachte aber, daß die Anode bei Thyristoren und der Anschluß A 2 bei Triacs mit seinem Gehäuse verbunden ist. Bei der Montage also auf genügend Isolation achten (Glimmerblättchen, Isolierhülsen aus Teflon).
Es empfiehlt sich, den Halbleiter auf ein Kühlblech zu montieren.
Man kann hier fertige Profil-Kühlkörper verwenden.

Um Geld zu sparen, lassen sie sich auch leicht selber herstellen. Die Größe richtet sich nach dem verwendeten Thyristorgehäuse und nach der maximal auftretenden Verlustleistung. Aus einem 2 mm starken Alu- oder Kupferblech wird eine Form, wie sie Bild 23 a zeigt, herausgeschnitten. Die Teile werden in der Reihenfolge der Numerierung nach oben gebogen. Die Biegelinien sind gestrichelt eingezeichnet.
Man erleichtert sich das Biegen, wenn man das Blech dreieckförmig mit einem Stahl anritzt (Bild 23 b).
Notfalls kann man es auch ansägen. Nur darf der Schnitt nicht zu tief sein, sonst bricht das Blech beim Biegen.
Bewährt hat sich etwa die halbe Blechstärke.

Stückliste zu Bild 22

Halbleiter
Triac Tr = 40530 für 2,5 A (Neye)
40430 für 6 A (Neye)
40576 für 15 A (Neye)
Schalter S (s. Text)
Widerstände
R = 220 Ω
Rv = Verbraucher (s. Text)

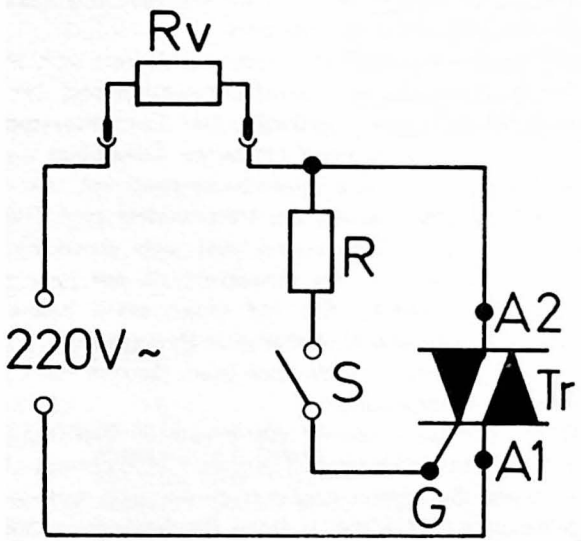


Bild 22

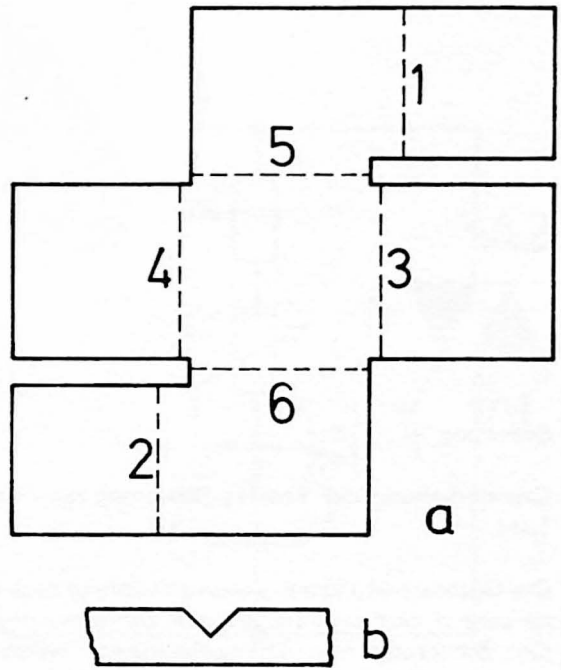


Bild 23

Schaltung 6

Grundschaltung der Vollweg-Steuerung mit einem Triac

Die Grundschaltung der Vollwegsteuerung nach Bild 24 ist sehr einfach und sie läßt sich zufriedenstellend für die Steuerung von Lampenhelligkeit, Heizleistung, Motorendrehzahl o. ä. verwenden.
Ihre Wirkungsweise ist kurz folgende:
Der Triac Tr wird über die Diac Di von dem RC-Glied, das als Phasenschieber arbeitet, gesteuert. Erreicht die Spannung an C die Kippspannung der Diac, so schaltet diese durch und zündet den Triac.
Der Last wird die Leistung für die restliche Halbwelle der Speisespannung zugeführt.
Mit größer werdendem Widerstandswert von P wird der Kondensator langsamer aufgeladen und der Triac wird um so später gezündet. Der Lastwiderstand erhält einen entsprechend kleineren Ausschnitt aus der Sinushalbwelle, was gleichbedeutend ist mit einer Leistungsverkleinerung am Verbraucher (vgl. Bild 20).
Für höhere Anforderungen läßt sich diese einfache Schaltung jedoch nicht einsetzen, da sie zwei große Nachteile aufweist: Sie hat einen stark begrenzten Steuerbereich und eine störende Hysterese.
Diese Hysterese tritt deutlich beim Betrieb einer Glühlampe in Erscheinung.
Dreht man das Potentiometer P von der Stellung „Dunkel" (großer Widerstand) langsam in Richtung „Hell", so bleibt die Lampe zunächst dunkel und springt dann plötzlich auf „Halbhell". Beim Zurückdrehen läßt sich die Helligkeit ohne diesen Sprung auf Dunkel bringen.
Dieser Hystereseeffekt ist durch die Entladung des Kondensators bedingt, dessen Spannung durch die erste Zündung des Triacs auf etwa die Hälfte absinkt, und somit eine andere Anfangsbedingung für die Aufladung in der nächsten Halbwelle hat. Die Triggerspannung der Diac wird um den Phasenwinkel früher erreicht.

Stückliste zu Bild 24

Halbleiter
Triac Tr = 40530 für 2,5 A (Neye)
40430 für 6 A (Neye)
40576 für 15 A (Neye)
40432 für 6 A mit eingebauter Diac (Neye)
Diac Di = 1N5411 (Neye)
Widerstände
Rv = Verbraucher
R = 1 kΩ
P = 500 kΩ (Potentiometer linear)
Kondensator
C = 0,1 µF, 400 V

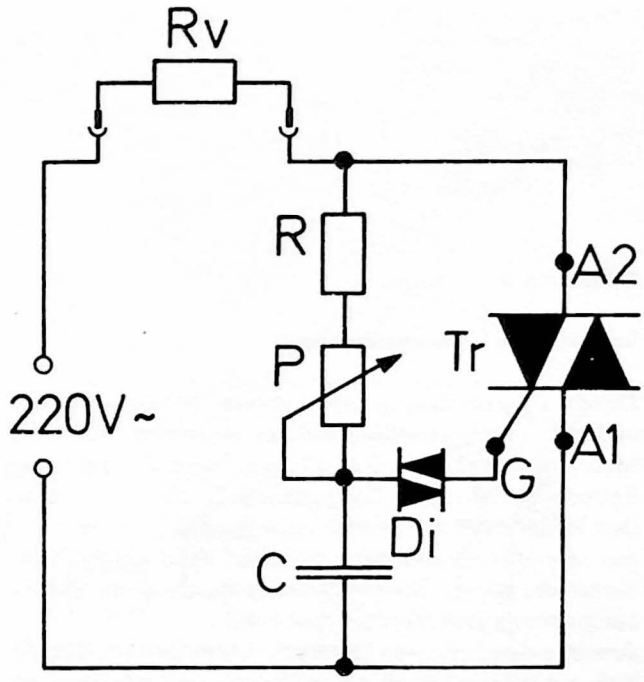


Bild 24

Schaltung 7

Verbesserte Vollwegsteuerung

Durch Verwendung eines weiteren RC-Gliedes läßt sich der Hystereseeffekt auf ein wesentlich kleineres Maß reduzieren. Wie Bild 25 zeigt, wird C 2 nach der Entladung durch die Triggerdiode Di durch C 1 über den Widerstand R 2 wieder nachgeladen.
Für den Aufbau benötigt man nur sehr wenig Platz, zumal die ganze Steuerschaltung in nur einer Zuführungsleitung zum Verbraucher liegt.
Anstelle des normalen Unterputz-Lichtschalters läßt sie sich gut in eine Wanddose einbauen, und man kann so in jedem Raum das Licht auf die gewünschte Helligkeit einstellen.
Es ist auf ausreichende Kühlung der Halbleiter zu achten (fehlende Luftzirkulation)!

Stückliste zu Bild 25

Halbleiter
Triac Tr = 40530 für 2,5 A (Neye)
40430 für 6 A (Neye)
40576 für 15 A (Neye)
40432 für 6 A mit eingebauter Diac (Neye)
Diac Di = 1N5411 (Neye)
Widerstände
Rv = Verbraucher
R 1 = 150 kΩ
R 2 = 100 kΩ
P = 500 kΩ (Potentiometer linear)
Kondensator
C 1 = C 2 = 0,1 µF, 400 V

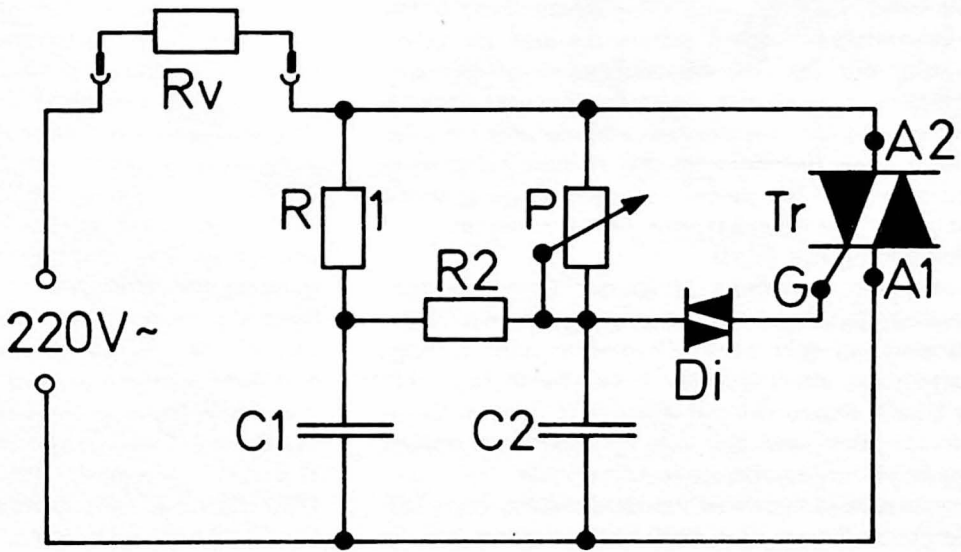


Bild 25

Schaltung 8

Hysteresefreie Vollwegsteuerung mit Funkentstörung

Für Anwendungen, die eine völlige Ausschaltung des Hystereseeffektes fordern, verwendet man die Schaltung nach Bild 26. Sie ist zwar etwas aufwendiger, lohnt sich aber, wenn man eine gute Regelung wünscht. Mit Hilfe des Diodennetzwerkes wird der Kondensator C 1 nach jeder Halbwelle wieder so weit aufgeladen, daß in jedem Fall die gleiche Anfangsbedingung für die Ladung über das Potentiometer gewährleistet ist.
Die Entstörung des Triacs:
Bei ohmscher Belastung steigt der Laststrom sehr sprunghaft an. Die Anstiegszeit beträgt einige µs. Hierdurch wird ein sehr hoher Oberwellenanteil erzeugt, der erhebliche Störungen bis in den Rundfunkbereich (AM) hinauf ergibt. Um die Ausbreitung dieser Oberwellen vor allem über das Netz zu verhindern, werden einige Entstörungsmaßnahmen erforderlich.
Die einfachste Methode ist die Verwendung eines LC-Tiefpaßfilters. Es sei noch darauf hingewiesen, daß die Induktivität L 1 in Reihe mit A 1 geschaltet werden muß, da sie sonst durch Erdkapazitäten fast einflußlos gemacht wird. Neben dem Störfilter ist noch ein RC-Dämpfungsglied eingefügt (R 1, C 2).
Mit der gezeigten Schaltung kann Licht, Temperatur und Motordrehzahl geregelt werden.
Für induktive Lasten, wie Motoren, empfiehlt es sich, parallel zum Triac das RC-Glied (R 4, C 4) zu schalten, um ein sicheres Sperren des Triac zu gewährleisten. Für ohmsche Lasten kann R 4, C 4 entfallen. Die Schaltung hat sich beim Verfasser hervorragend bewährt. Sie wurde in ein pultförmiges Metallgehäuse eingebaut. Die Verdrahtung wurde auf Lötleisten vorgenommen. (Sie läßt sich natürlich auch in gedruckter Schaltung ausführen.) Auf die Pultfläche wurde eine Einbausteckdose, Schalter, Anzeigelampe, Sicherung und Potentiometer gebaut. Vor dem Einschalten muß noch einmal kontrolliert werden, ob nicht die Anschlüsse A 1 und A 2 am Triac vertauscht wurden. Der Triac würde es sonst nicht überleben!
Es können Verbraucher bis zu einer Leistungsaufnahme von 1200 W angeschlossen werden. Das Kühlblech darf aber nicht vergessen werden (30 cm² entsprechend gebogenes 2-mm-Blech reichen aus).
Die Spule L 1 wird in einen Siferrit-Schalenkern 23 ϕ · 17 mm, z. B. Siemens: B65571-A0400-A022 (Werkstoff 1100N22, Al = 400), gewickelt. Die Wicklung besteht aus 17 Windungen 0,85 mm ϕ CuL.

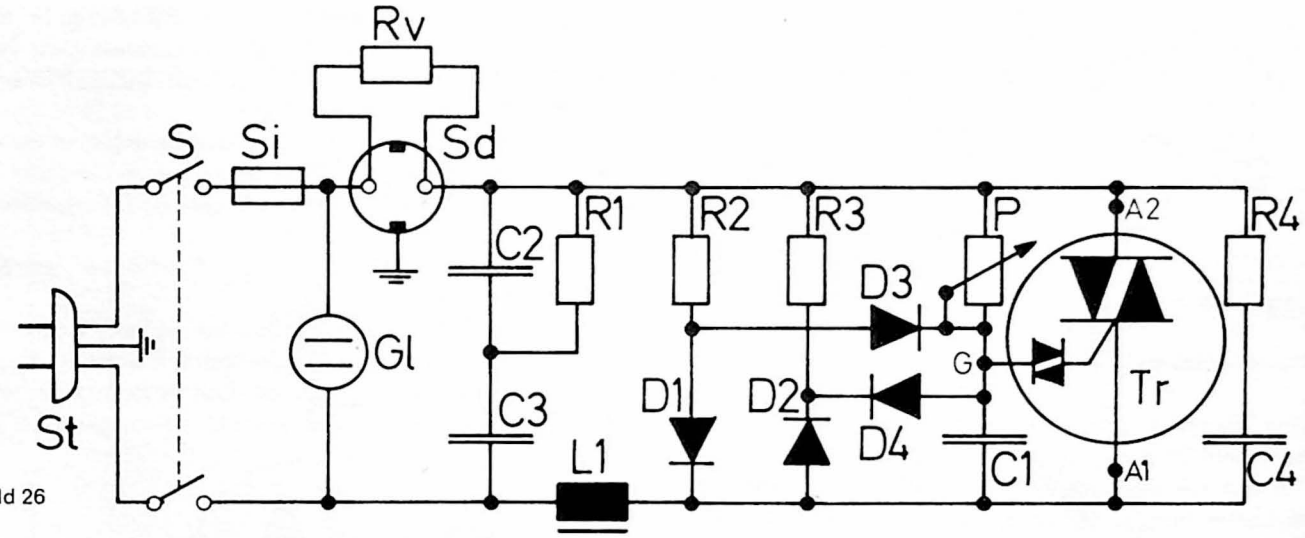


Bild 26

Stückliste zu Bild 26

Widerstände
R 1 = 150 Ω, 1 W
R 2 = R 3 = 22 kΩ, 2 W
R 4 = 47 Ω, 1 W
P = 500 kΩ (Potentiometer linear)
Rv = Verbraucher

Kondensatoren
C 1 = C 4 = 0,1 µF, 400 V
C 2 = 0,05 µF, 400 V
C 3 = 0,22 µF, 400 V

Halbleiter
D 1 = D 2 = D 3 = D 4 = BYY33 (ITT)
Triac + Diac für 6 A = 40432 (Neye)

Spule L 1 = 120 µH (s. Text)
Schukostecker St
Schukosteckdose Sd
Sicherung Si 6 A flink
Schalter S 2pol. Aus
Glimmlampe + Fassung Gl (220 V)

Schaltung 9

Tandem-Helligkeitssteuerung

Eine nützliche Schaltung für Dia- und Kinoprojektion ist in Bild 27 dargestellt.
Die Summe des Lichtes beider Lampen La 1 und La 2 ist immer konstant. Regelt man die eine Lampe heller, wird die andere um den gleichen Betrag dunkler.
Dieser Wechseleffekt ist sehr angenehm für die Augen, wenn z. B. die Raumbeleuchtung durch die Lampe La 1 dargestellt wird und die Lampe La 2 als Projektorlampe dient.
Der Raum wird dann allmählich verdunkelt und gleichzeitig leuchtet das Bild auf der Leinwand auf.
Die Ladespannung wird den beiden Steuerkreisen C 3 und C 5 über das Potentiometer P 1 zugeführt.
Der Kondensator C 4 dient nur zur Verkleinerung des Hystereseeffektes (s. Schaltung 6 und 7).

Zweckmäßigerweise baut man die Schaltung in ein Kästchen und nimmt statt der beiden Lampen zwei Einbausteckdosen. Dann lassen sich von außen die entsprechenden Lampen anschließen.
Es können natürlich auch andere Geräte angeschlossen werden, die wechselweise geregelt werden sollen.
Auch lassen sich interessante Licht- und Farbeffekte damit erzielen.
Die maximale Belastung jeder Steckdose beträgt 1200 Watt.
Die Spulen L 1 und L 2 werden auf je einen Siferrit-Schalenkern 23 ϕ · 17 mm (Werkstoff 1100N22, AL = 400) (s. Schaltung 8) gewickelt. Die Wicklung besteht aus 12 Windungen 0,85 mm ϕ CuL.

Stückliste zu Bild 27

Halbleiter Triac + Diac Tr 1 = Tr 2 = 40432 (Neye)
Widerstände
R 1 = 33 kΩ
R 2 = R 3 = 15 kΩ, 2 W
R 4 = R 5 = 22 kΩ
P = 250 kΩ (Potentiometer linear)
Kondensator C 1—C 5 = 0,1 µF, 400 V
Spule L 1 = L 2 = 60 µH (s. Text)
Sicherung Sl 6 A (flink)
Lampe La 1 = La 2 (s. Text)

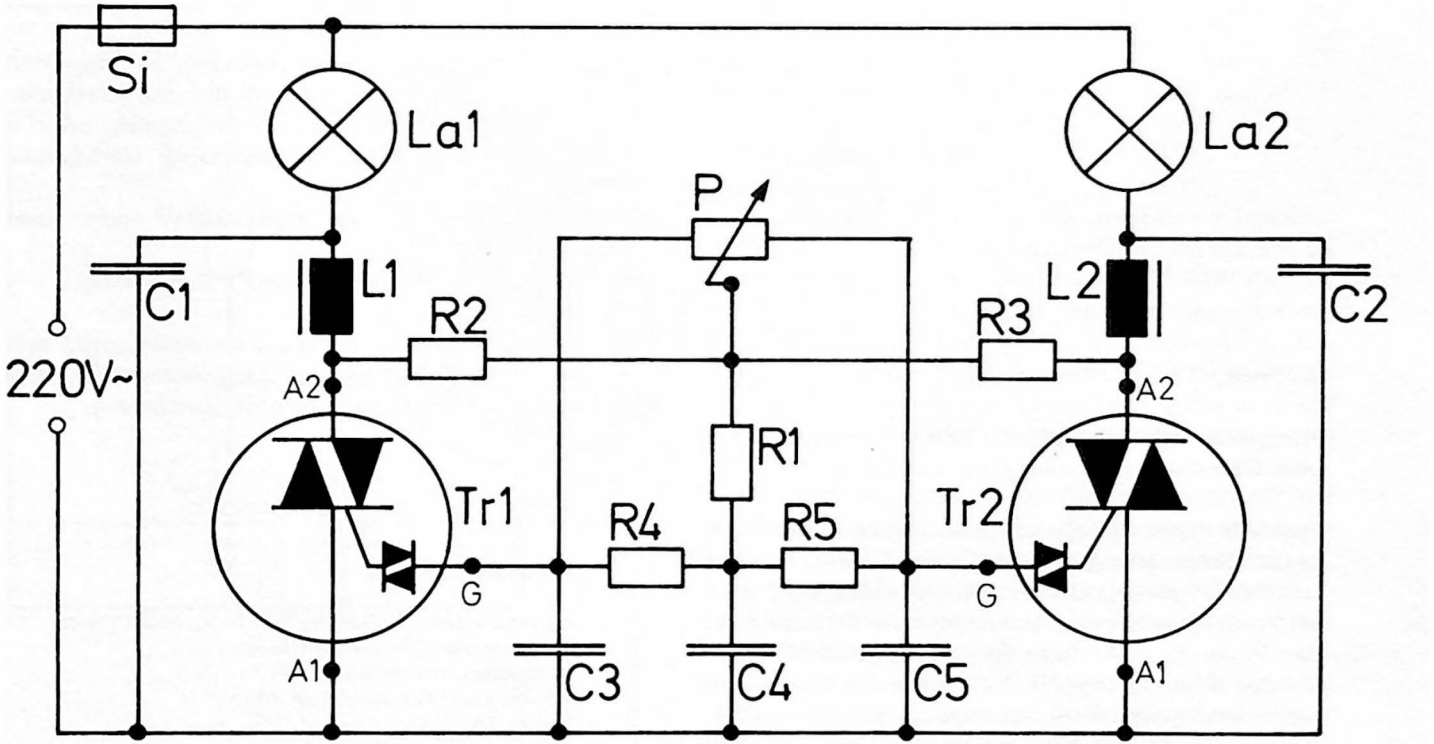

Si
La1
La2
P
C1
L1
R2
R3
L2
C2
220V~
A2
A2
R1
Tr1
R4
R5
Tr2
G
G
A1
C3
C4
C5
A1

Bild 27

Schaltung 10

Lichtgesteuerte Schaltung für Hof- und Positionslichter oder Dämmerungsschalter

Diese einfache Schaltung (Bild 28) wird durch den beleuchtungsabhängigen Widerstand F gesteuert. Fällt auf die Oberfläche des Fotowiderstandes Licht, sinkt sein Widerstandswert. Der Kondensator C 1 kann durch den Widerstand R 1 nicht so weit aufgeladen werden, um den Triac zu triggern. Er wird ja durch den Fotowiderstand gleich wieder entladen.
Wird das Licht schwächer, steigt der Widerstandswert von F an, der Kondensator kann sich aufladen und triggert beim Erreichen der Zündspannung den Triac.

Die Last ist normalerweise eine Glühlampe, welche beim Einbrechen der Dunkelheit ein und in der Morgendämmerung ausgeschaltet wird.
Die Schaltung kann auch als Lichtschranke verwendet werden. Wird z. B. ein Lichtstrahl auf den Fotowiderstand unterbrochen, kann ein Motor oder ein anderes Gerät in Betrieb gesetzt werden (z. B. Garagentüröffner!).
Die angeschlossene Last darf 1200 W nicht überschreiten.
Für die Kühlung des Triac gilt das früher Gesagte.

Den Fotowiderstand baut man in ein schwarzes Papprohr ein. Er darf kein Licht von der gesteuerten Lampe erhalten, sonst wird daraus eine Blinkschaltung!

Stückliste zu Bild 28

Halbleiter Triac + Diac für 6 A Tr = 40432 (Neye)
Fotowiderstand F = 4453 (Neye)
Widerstand R 1 = 22 kΩ, 5 W
Kondensator C 1 = 0,05 µF, 400 V
Lampe La

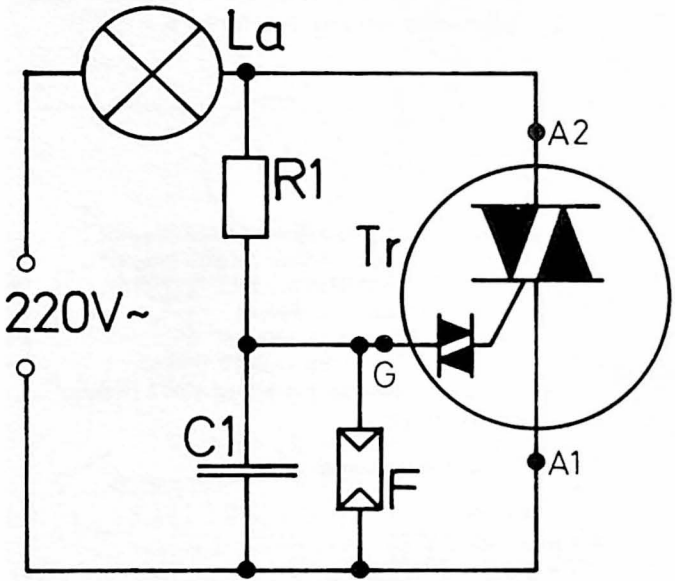


Bild 28

Schaltung 11

Motordrehzahlregelung

Die Motordrehzahlregelung, wie sie in Bild 29 gezeigt wird, weicht von den üblichen Schaltungen ab. Sie ist zwar etwas aufwendiger, hat aber den Vorteil, daß die mit R 1 eingestellte Drehzahl auch bei einem Lastwechsel konstant bleibt.

Dies ist besonders bei Bohrmaschinen von Interesse. Bei den vorhergehenden Schaltungen sinkt eine auf „langsam" eingestellte Drehzahl unter Last bis zum Stillstand der Maschine ab.

Der Thyristor wird aus einer Gleichrichterbrücke mit einer 100-Hz-Halbwellenspannung gespeist. Damit erreicht man eine Vollwellensteuerung für den Motor.

Zum Zünden des Thyristors wird eine aus Komplementär-Transistoren aufgebaute Kippschaltung verwendet (V 1, V 2).

Hat sich der Kondensator C 1 über R 1 und R 2 auf ca. +8 V aufgeladen, steigt auch die Spannung am Emitter des Transistors V 1 und er fängt an, Strom zu führen. Dadurch wird die Spannung an der Basis des Transistors V 2 positiver und er beginnt ebenfalls zu leiten.

Infolgedessen wird das Potential an der Basis von V 1 negativer. Der Kollektorstrom von V 1 wird weiterhin größer. In sehr kurzer Zeit sind beide Transistoren durchgesteuert. Die Gesamtstrecke beider Transistoren wird niederohmig. Der auf 8 V aufgeladene Kondensator C 1 entlädt sich über die Transistorschalterstrecke auf ca. 1 V. Der Entladestrom durchfließt den Thyristorzündkreis, der Thyristor wird leitend und der Motor erhält über ihn Strom.

Der Widerstand R 7 wird vom Motorstrom durchflossen. Der Spannungsabfall an ihm ist dem Motorstrom proportional. Wird der Motor höher belastet, steigt auch seine Stromaufnahme und der Spannungsabfall an R 7 wird größer. Diese Spannung gelangt über die Diode D 5 auf den Kondensator C 2 und wird in ihm gespeichert. Dort verändert sie über den Spannungsteiler R 3, R 4 den Einsatzpunkt des Umkippens der Transistoren so, daß mit steigender Spannung an C 2 die Transistoren früher umkippen und den Thyristor eher triggern. Damit erhält der Motor einen größeren Ausschnitt aus der Spannungshalbwelle (vgl. Bild 20). Sinkt die Belastung des Motors, wird auch die Spannung an C 2 kleiner. Der Thyristor wird wieder später getriggert.

Der Widerstandswert für R 7 muß experimentell ermittelt werden. Er liegt bei großen Motoren bei 0,1 Ω, bei kleineren um 1 Ω. Am besten nimmt man einen einstellbaren Drahtwiderstand von 1 Ω (5 W) und verändert seinen Wert so lange, bis man die optimale Einstellung gefunden hat.

Dann ist in einem weiten Bereich die Drehzahl fast unabhängig von der Belastung des Motors.

Stückliste zu Bild 29

Halbleiter
Thyristor Thy für 1-Ampere-Motor 2N3529 (Neye)
Thyristor Thy für 3-Ampere-Motor 2N3525 (Neye)
Thyristor Thy für 7-Ampere-Motor 2N3670 (Neye)
Transistor V 1 = 2N406 o. ä. (Neye)
Transistor V 2 = 2N3241 o. ä. (Neye)
Diode D 1—D 4 für 1-A-Motor 1N2862 (Neye)
Diode D 1—D 4 für 2-A- bis 7-A-Motor 40112 (Neye)
D 5 = 1N3754 (Neye)
Widerstände
R 1 = 100 kΩ (Potentiometer linear)
R 2 = 1 kΩ
R 3 = 5,6 kΩ
R 4 = 4,7 kΩ
R 5 = 470 Ω
R 6 = 150 Ω
R 7 s. Text
R 8 = 15 Ω
Kondensator C 1 = C 2 = 2 µF (Elko 25 V)
Sicherung Si (flink)
Schalter S 2pol. Aus

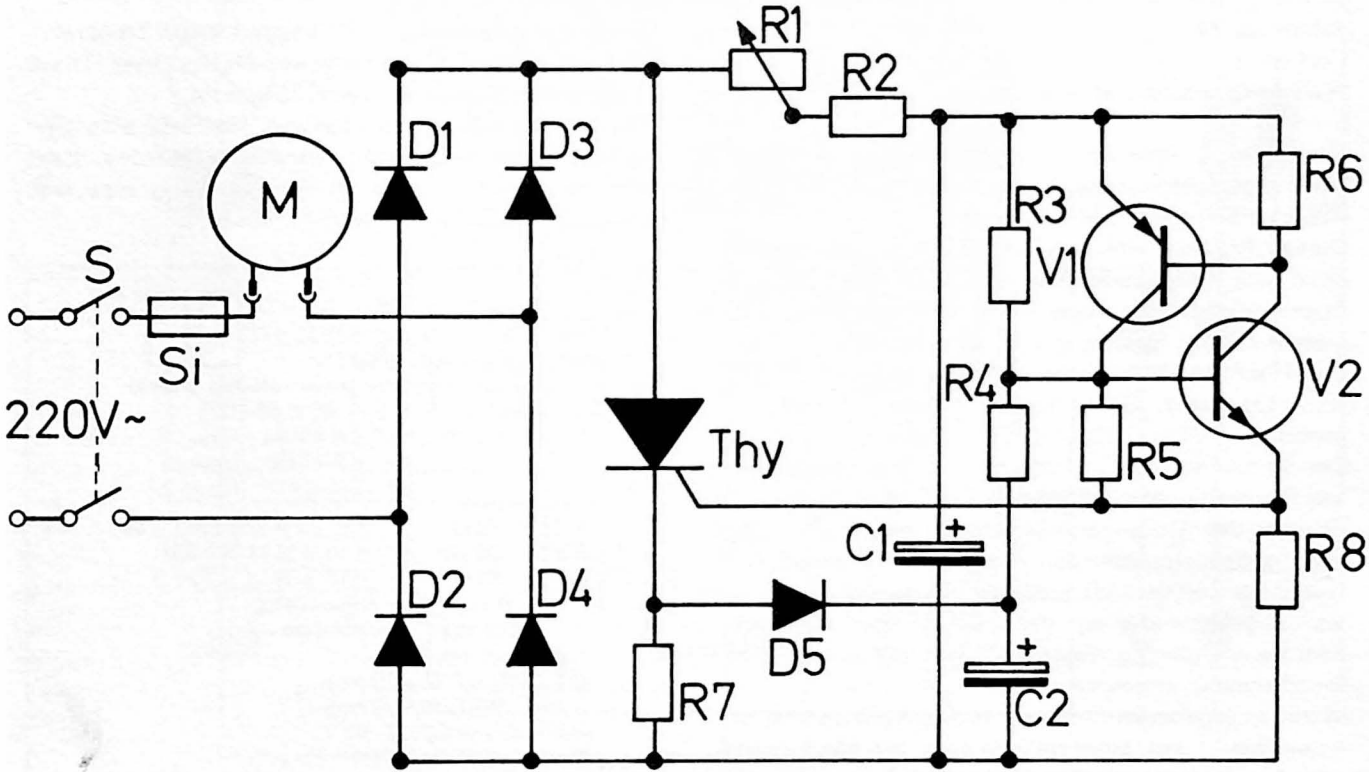


Bild 29

Schaltung 12

Wechselspannungs-Blinkanlage

Die üblichen Blinkschaltanlagen arbeiten meist mit einer motorgetriebenen Nockenscheibe, die mächtige Silberkontakte ein- und ausschaltet.
Dieses Problem läßt sich viel eleganter elektronisch, ohne sich bewegende Teile und somit ohne Ein- und Ausschaltlichtbögen und ohne mechanischen Verschleiß mit der Schaltung nach Abb. 30 lösen.
Das Herz der Blinkschaltung ist ein Unijunktion-Transistor-Oszillator. Seine Wirkungsweise ist kurz folgende:
Der Kondensator C 2 wird über die Widerstände R 2 und P soweit positiv aufgeladen, bis die Emitter-Basis1-Strecke des Unijunktion-Transistor leitend wird und den Kondensator über den Widerstand R 1 entlädt. Mit P wird die Zeit verändert, die der Kondensator braucht, bis er geladen ist, um dann erneut über die E-B1-Strecke entladen zu werden. Mit ihm läßt sich also die Blinkfrequenz einstellen.
In der angegebenen Dimensionierung kann sie von ca. 1 sec. bis 10 sec. eingestellt werden. Sie hängt etwas von den Streuungen des Unijunktion-Transistors ab. Durch Vergrößern von C 2 läßt sich die Blinkfrequenz noch weiter verlangsamen, durch Verkleinern weiter erhöhen.
Der Spannungsimpuls an R 1 triggert einen Transistor-Flip-Flop (V 2, V 3), welcher seinerseits zwei Triacs wechselseitig über R 12 bzw. R 13 zündet.
Soll nur eine Lampe im „Ein-Aus"-Betrieb, also kein wechselseitiger Blinkeffekt, verwendet werden, kann ein Triac entfallen, ohne an der Schaltung eine weitere Veränderung vornehmen zu müssen.

Stückliste zu Bild 30

Diode D 1 bis D 4 = BYY31 (ITT)
D 5 = D 6 = BA170 (ITT)
Unijunktion-Transistor V 1 = 2N4891 (Neye)
Transistor V 2 = V 3 = BCY59B (ITT)
Triac Tr 1 = Tr 2 für 2,5 A 40530 (Neye)
für 6 A 40430 (Neye)
für 15 A 40576 (Neye)
Widerstände
R 1 = 100 Ω R 6 = R 7 = 1 kΩ, 1 W
R 2 = 100 kΩ R 10 = R 11 = 1 kΩ
R 3 = 68 Ω R 12 = R 13 = 220 Ω
R 4 = R 5 = R 8 = R 9 = 10 kΩ
P = 2,5 MΩ (Potentiometer linear)
Kondensatoren
C 1 = 500 µF, 50 V (Elko)
C 2 = 25 µF, 30 V (Elko)
C 3 = C 4 = 0,25 µF, 60 V
Trafo Ü 220 V/24 V, 0,4 A (Engel)
Lampe La 1 = La 2

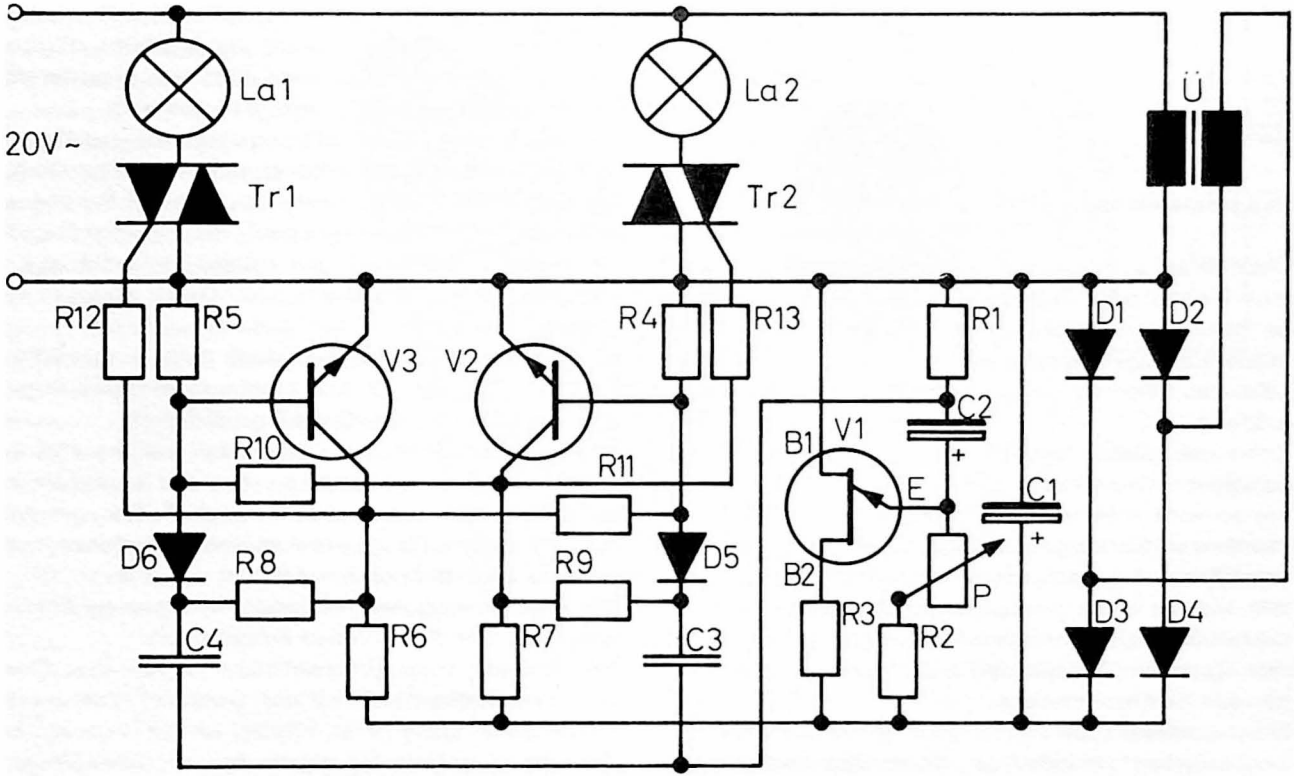

La1
La2
Ü
20V~
Tr1
Tr2
R12
R5
R4
R13
R1
D1
D2
V3
V2
C2
B1
V1
R10
R11
E
C1
D6
R8
R9
D5
B2
P
C4
R6
R7
C3
R3
R2
D3
D4

Bild 30

Quarzoszillatoren

Der piezoelektrische Effekt

Übt man auf aus bestimmten Kristallen herausgeschnittene Platten oder Stäbe eine mechanische Kraft aus, so lassen sich an den gedrückten Oberflächen elektrische Ladungen nachweisen. Diesen Effekt nennt man „direkter Piezoeffekt". Er wurde 1880 von P. Curie entdeckt.

Kehrt man dieses Verfahren um und legt an die geschliffenen Oberflächen des Kristalls eine Spannung an, so wird man feststellen, daß sich der Kristall in bestimmten Richtungen verkürzt bzw. verlängert. Dieser Effekt wird „reziproker Piezoeffekt" genannt. Er läßt sich in vielen Kristallen nachweisen, z. B. Bergkristall (Quarz), Rohrzucker, Kieselzinkerz, Seignettesalz, Turmalin, Zinkblende, in chemischen Verbindungen wie Bariumtitanat usw.

Ein piezoelektrischer Körper stellt also einen „elektromechanischen" Wandler dar. Er wandelt mechanische Energie in elektrische, bzw. elektrische in mechanische Energie um.

In der Schalltechnik (vor allem Ultraschall und Elektroakustik) verwendet man piezoelektrische Körper unmittelbar in ihrer Eigenschaft als Wandler. Großem Piezoeffekt zuliebe wählt man dafür als Material vorzugsweise Seignettesalz bzw. Bariumtitanat.

Jetzt können wir uns auch vorstellen, wie das Kristallmikrofon oder der Kristalltonabnehmer im Plattenspieler funktioniert. Hier wird nämlich durch den Schalldruck bzw. durch die „Unebenheiten" der Schallplattenrille ein gewisser Druck auf den Kristall ausgeübt und an den Elektroden entsteht eine dem Druck proportionale Spannung.

In der Nachrichtentechnik wird fast ausschließlich Quarz verwendet. Er hat eine außerordentlich gute physikalische und chemische Beständigkeit.

Die einzelnen Plättchen und Stäbe werden aus den sechseckigen Rohquarzsäulen, aus der senkrecht zur optischen Achse versetzten polaren Achse, geschnitten. Die großen Flächen stehen dabei wiederum senkrecht zu einer der polaren Achsen.

Um den Schwingquarz elektrisch erregen zu können, werden 2 oder 3 Elektroden aufgedampft.

Bei Anlegen einer Wechselspannung an den Quarz wird man feststellen, daß der Quarz in eine mechanische Schwingung gerät. Hierbei ist die Frequenz des Quarzes nicht von der angelegten Wechselspannung beeinflußbar. Der Quarz führt eine mechanische Schwingung aus, und die hängt nur von seinen Ab-

messungen ab. Verändert man die Frequenz der angelegten Wechselspannung solange, bis die Eigenfrequenz des Quarzes gleich der angelegten Frequenz ist, wird eine starke Resonanzschwingung des Quarzes einsetzen. Der Innenwiderstand des Quarzes ist, wenn er sich mit der angelegten Frequenz nicht in Resonanz befindet, sehr hoch. Erst im Serienresonanzfalle fällt der Innenwiderstand des Quarzes sehr steil ab.
Diese Tatsache kann zu sehr genauen Frequenzbestimmungen benutzt werden.
Man schaltet, wie in Bild 31 gezeigt, parallel zum Abstimmkondensator C eines Schwingkreises den Quarz Q. Der aus L und C bestehende Schwingkreis wird auf die Resonanzfrequenz f_o des Quarzes abgestimmt. Verändert man die Frequenz f des Generators, so sinkt der Strom I des Resonanzkreises stark ab, wenn die Frequenz f mit der Resonanzfrequenz f_o übereinstimmt. Der kleine Resonanzwiderstand des Quarzes absorbiert gewissermaßen den Schwingkreisstrom I.
Die Bandbreite der Abstimmkurve ist sehr schmal.
Die Meßgenauigkeit dieses Verfahrens beträgt etwa 0,1 ‰.

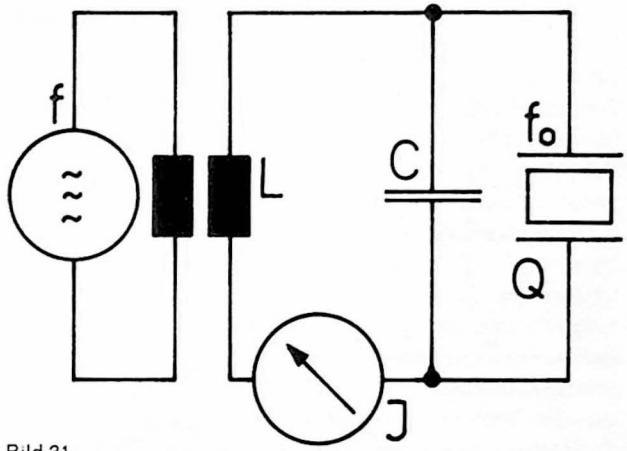


Bild 31

Frequenzbereiche und ihre Schwingungsformen.

Elastische Körper können in verschiedenen Formen schwingen. Jede Schwingungsform erzeugt eine Grundschwingung und Oberschwingungen (Harmonische). Eine Quarzscheibe wird deshalb nicht durch eine einzige, sondern durch viele Resonanzfrequenzen gekennzeichnet.
Schwingquarze können heute in einem Frequenzbereich zwischen ungefähr 1 kHz und 150 MHz hergestellt werden. Die untere Frequenzgrenze wird durch die größte Abmessung der in der Natur vorkommenden Rohquarzkristalle bestimmt, die obere Grenze durch die technischen Schwierigkeiten bei der Herstellung sehr dünner Plättchen innerhalb engster Toleranzen.

1. Biegeschwinger (Bild 32) werden in einem Frequenzbereich von 1 bis 50 kHz hergestellt. Die Ausführung kann zwei- oder dreipolig sein.
Frequenzbestimmend ist die Stablänge, wobei das Verhältnis Breite zu Länge gleichgehalten werden muß.
Beim Schwingen krümmt sich der Quarzstab wechselweise in seiner Längsachse.

2. Längsschwinger (Bild 33) kommen im Frequenzbereich von 50 bis 200 kHz zur Anwendung. Die Elektroden sind an zwei gegenüberliegenden Längsflächen aufgedampft. Die Schwingung besteht im periodischen Schwanken der Stablänge.
Frequenzbestimmend ist die Stablänge, bei gleichbleibendem Verhältnis der Breite zur Länge.

3. Flächenscherungsschwinger (Bild 34) benutzt man für den Frequenzbereich von 150 bis 800 kHz. Die Quarzscheiben sind rund oder quadratisch geschnitten. Die Elektroden befinden sich auf beiden Scheibenflächen.
Im Betrieb entstehen zwei gegenphasige Längsschwingungen in zwei senkrecht zueinander in der Scheibenebene liegenden Richtungen. Kantenlänge bzw. Scheibendurchmesser bestimmen die Frequenz.

4. Dickenscherungsschwinger (Bild 35) werden für Frequenzen von 0,5 bis 20 MHz benutzt. Die Scheibenform und Elektrodenanordnung ist wie beim Flächenscherungsschwinger, jedoch wird die Quarzscheibe nach einer anderen Orientierung geschnitten. Es entstehen

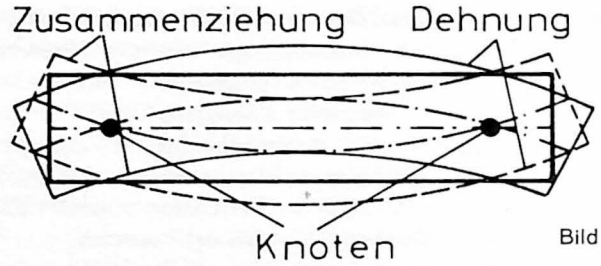


Bild 32

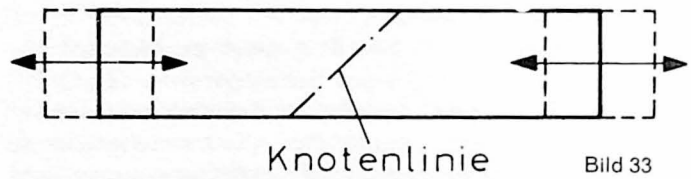


Bild 33

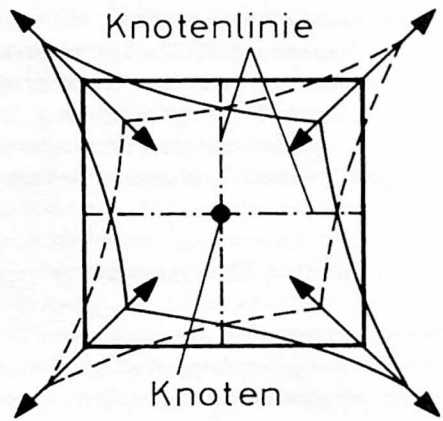


Bild 34

periodische Scherbewegungen senkrecht zur Scheibendicke.
Die Frequenz wird durch die Scheibendicke bestimmt.

5. Dickenscherungsschwinger mit Oberwellenerregung (Bild 36) werden im Frequenzbereich von 10 bis 150 MHz ausgenutzt. Anregbar sind allerdings nur Frequenzen, die den ungradzahligen Harmonischen entsprechen. Man benutzt im allgemeinen für 10 bis 60 MHz die dritte, für 60 bis 100 MHz die fünfte und für 100 bis 150 MHz die siebente Harmonische.
Frequenzbestimmend ist auch hier die Scheibendicke.

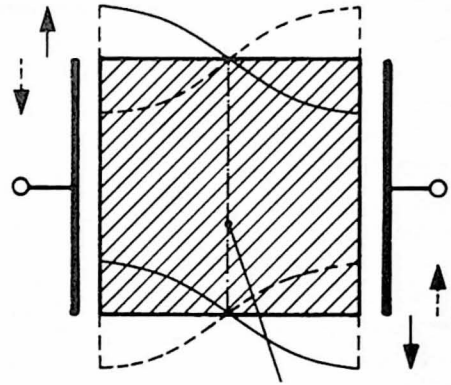


Bild 35

Aus dem bisher Gesagten erkennen wir, daß die Schwingfrequenz nur von den Quarzabmessungen abhängt.
Jeder Körper dehnt sich bei einer Temperaturerhöhung aus und zieht sich bei der Abkühlung zusammen. Das würde auch die Quarzabmessungen ändern und damit die Frequenz. Durch die Wahl der Richtung des Schnittes in bezug auf die Kristallachse kann die Temperaturabhängigkeit einer festgelegten Frequenz auf ein Minimum reduziert werden. Die Schnittrichtung wird mit Buchstaben bezeichnet. Die günstigsten Werte werden durch den sog. AT-Schnitt erreicht. Die relative Frequenzänderung des Quarzes, bezogen auf 1 °C Temperaturerhöhung liegt bei ungefähr 10^{-6}.

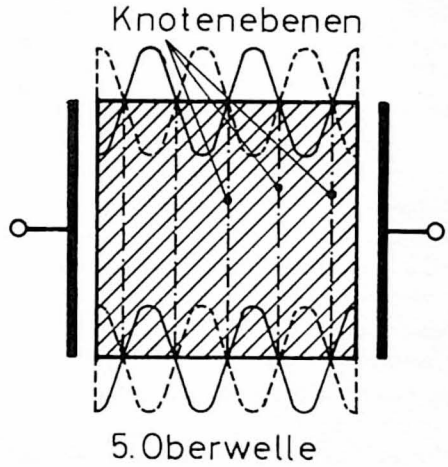


Bild 36

Für Eichoszillatoren ist es dennoch besonders wichtig, sie bei konstanter Temperatur zu betreiben.
Man baut sie mit der Oszillatorschaltung in ein wärmeisolierendes Gehäuse ein. 5 mm dickes Plexiglas ergibt bereits einen sehr guten Schutz.
Die Temperatur wird durch einen Thermostaten (wie später beschrieben) konstant gehalten.
Für die optimale Arbeitstemperatur beachte man die Angaben des Herstellers. Meist liegt sie zwischen 30 und 70 Grad C.
Die Temperaturabhängigkeit der Schwingfrequenz kann auch zu Frequenzkorrekturen ausgenützt werden. Unterhalb des TK-Umkehrpunktes (ca. 35 °C) steigt die Frequenz mit zunehmender Temperatur an. Eine weitere Erhöhung bringt wieder eine Frequenzabnahme mit sich.
Die Frequenzkonstanz wird auch noch von anderen Faktoren beeinflußt, so z. B. von der Quarzbelastung, der Alterung (im allgemeinen erhöht sich die Frequenz) der Betriebsspannung (s. Piezoeffekt), um nur einige aufzuzählen.
Manche Quarze brauchen zum Anschwingen sehr lange (1 bis 3 Minuten), besonders bei niedrigen Frequenzen und tiefen Temperaturen.
Denken Sie daran, bevor Sie eine Schaltung wieder abbauen, weil sie nicht schwingt!

Schaltung 13

Einfacher Quarzoszillator (1—50 kHz)

Eine einfache Schaltung ist in Bild 37 dargestellt. Sie ist für 3polige Schwingquarze im Frequenzbereich von 1 bis 50 kHz geeignet. Der Aufbau ist völlig unkritisch. Die Ausgangsspannung beträgt etwa 2 V.
Mit den Kondensatoren Cs + C 1 kann die Frequenz in einem sehr kleinen Bereich verändert werden. Sie wird auch „Ziehkapazität" genannt. Ihr Wert richtet sich nach dem verwendeten Quarz und kann zwischen 20 und 200 pF schwanken. Die Betriebsspannung beträgt 6 V. Sie soll 9 V nicht überschreiten, um den Quarz nicht zu überlasten.

Stückliste zu Bild 37

Transistor V 1 = AF136 o. ä.
Schwingquarz Q: 3pol. Biegeschwinger 1 ... 50 kHz

Widerstände	Kondensatoren
R 1 = 330 kΩ	Cs = 0 ... 50 pF
R 2 = 56 kΩ	C 1 = 20 ... 200 pF
R 3 = 39 kΩ	C 2 = 100 µF, 15 V
R 4 = 10 kΩ	C 3 = 100 pF

nach Umdimensionierung des Basisspannungsteilers ist der npn-Tr. BF115 verwendbar.
AF136 → $U_{BE} \approx 0{,}27$ V
BF115 → $U_{BE} \approx 0{,}70$ V !!

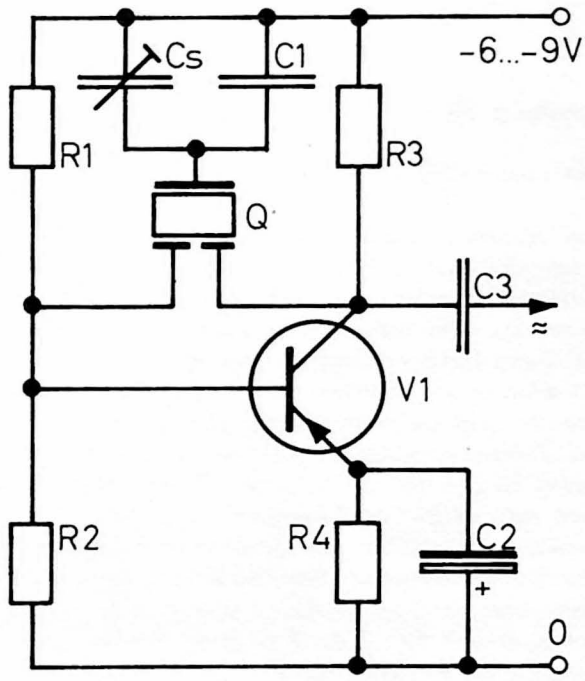


Bild 37

Schaltung 14

Aperiodischer Quarzoszillator (1—50 kHz)

Die verbesserte Schaltung Bild 38 kann für 3polige Biegeschwinger im Frequenzbereich von 1 bis 50 kHz verwendet werden. Sie heißt aperiodisch, weil in der Schaltung kein Schwingkreis vorhanden ist, der auf die Quarz-Resonanz abgeglichen wird. Der Transistor V 1 arbeitet als Impedanzwandler. Er paßt den relativ hochohmigen Quarz an die Transistorschaltung an.
Die Ziehkapazität Cs kann je nach Quarz Werte zwischen 20 und 200 pF erreichen. Zweckmäßigerweise wird man einen Festkondensator und einen Trimmer parallel schalten. Für den gesamten Frequenzbereich kann der Kondensator C mit 500 pF eingebaut werden. Verwendet man die Schaltung aber nur für eine Frequenz, ersetzt man C durch folgende Werte:

f = 1 kHz — C = 10 nF
f = 10 kHz — C = 1 nF
f = 50 kHz — C = 200 pF

Für dazwischen liegende Frequenzen findet man die günstigsten Kapazitätswerte durch interpolieren.
Damit wird ein leichteres und schnelleres Anschwingen erreicht.
Für die Kondensatoren C und Cs verwende man keramische Typen mit kleinem Temperaturkoeffizienten.
Die Z-Diode Z stabilisiert die Versorgungsspannung auf 6,8 V.
Die Schaltung arbeitet sehr stabil. Als Eichoszillator ist jedoch eine Temperaturstabilisierung vorzusehen.

Stückliste zu Bild 38

Halbleiter
Transistor V 1 = V 2 = AF136 o. ä.
Z-Diode Z = BZY 83/C6V8
Schwingquarz Q: 3pol. Biegeschwinger 1 ... 50 kHz
Widerstände
R 1 = 330 kΩ
R 2 = 56 kΩ
R 3 = R 4 = R 6 = 10 kΩ
R 5 = 39 kΩ
R 7 = 680 Ω
Kondensatoren
Cs, C 1 s. Text
C 2 = 100 µF, 15 V (Elko)
C 3 = 100 pF
C s. Text

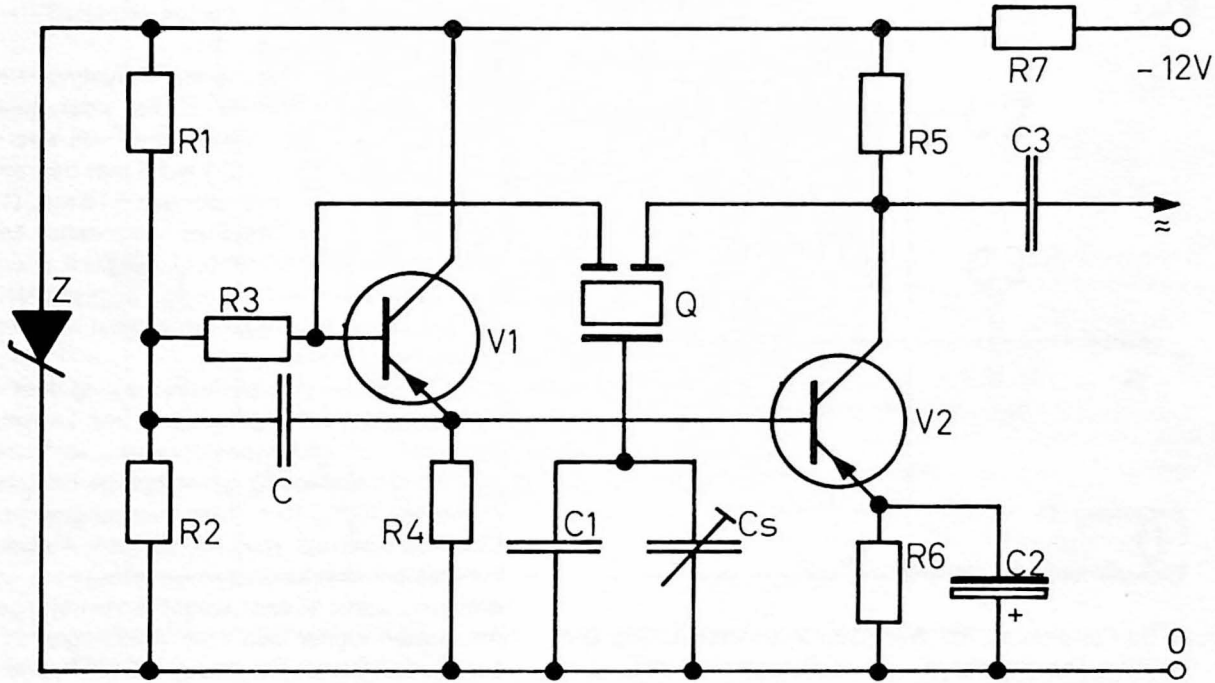


Bild 38

Schaltung 15

Eichoszillator für 100 kHz

In Bild 39 arbeitet der Transistor in Basisschaltung. Die Rückkopplung erfolgt vom Kollektorkreis über den niedrigen Serienresonanzwiderstand des Quarzes auf den Emitter. Er dient hier also als Übertragungslängsglied und wird an die kapazitive Anzapfung des Kollektorkreises angeschaltet.

Die Temperaturkoeffizienten der Schwingkreiselemente müssen klein sein. Dazu verwendet man Kondensatoren mit kleinem Temperaturkoeffizienten, z. B. Keramik NPO oder Styroflex.

Die Spule L wird auf einen Polystyrol-Spulenkörper 7 mm ϕ, z. B. B 6/24-235 d. Fa. Vogt, gewickelt. Der Wickelraum wird durch Aufkleben von zwei Kunststoffscheibchen (ca. 15 mm ϕ) auf 6 mm begrenzt. In diese Kammer werden 400 Windungen 0,18 mm ϕ CuL-Draht gewickelt und mit Uhu-Plus vergossen. Mit dem HF-Gewindekern GW 6/13 · 0,75 FC-FU II (Kennfarbe rot) (Fa. Vogt) wird L auf Resonanz abgeglichen.

Die Schaltung baut man am besten mit dem Quarz in einen Thermostaten ein.

Durch die niederohmige Auskopplung über den Emitter wird erreicht, daß Änderungen der Lastimpedanz die Frequenz nur wenig beeinflussen. Zwischen Leerlauf und 100-Ω-Lastimpedanz beträgt die relative Frequenzänderung $10^{-5} \ldots 10^{-6}$. Der Ausgangswiderstand des Oszillators beträgt etwa 100 Ω. Beim Aufbau achte man auf kleine Kapazitäten der Quarzfassung und der Verdrahtung, sonst treten „wilde" Schwingungen auf.

Am besten eignet sich eine Ausführung in gedruckter Schaltung. Die Entflechtung dürfte keine Schwierigkeiten bereiten. Die Speisespannung wird durch die in Sperrichtung betriebene Z-Diode auf 10 V konstant gehalten, so daß Versorgungsspannungsschwankungen ohne Einfluß bleiben.

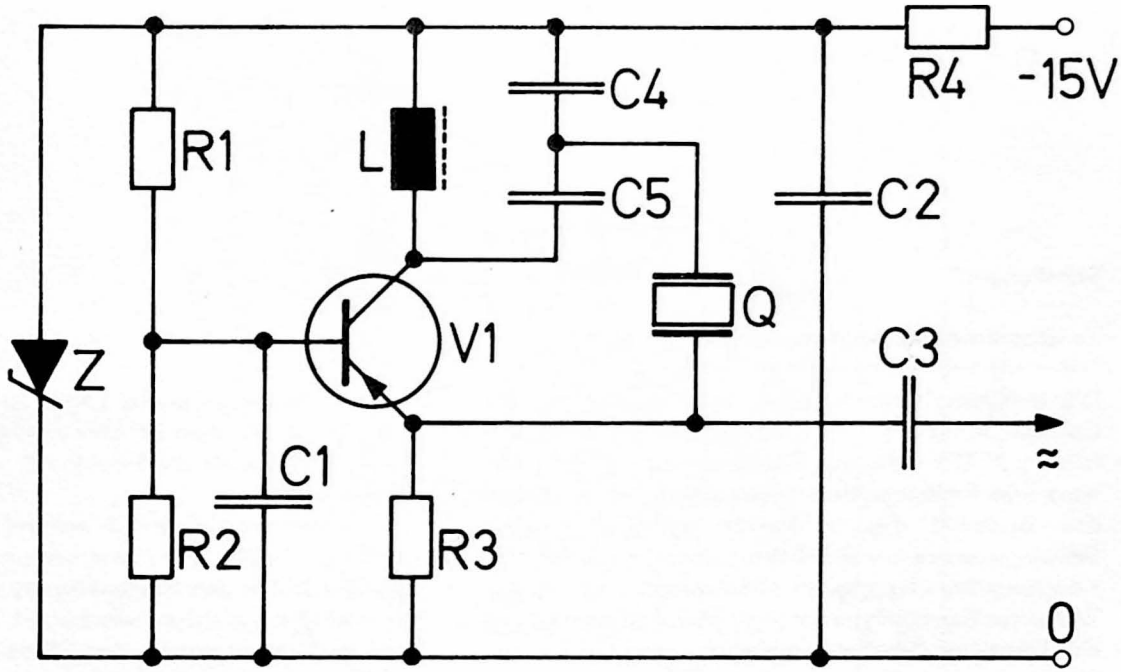


Bild 39

Stückliste zu Bild 39

Halbleiter
Transistor V 1 = AF136 o. ä.
Z-Diode Z = BZY 83/D10
Quarz Q: 100 kHz

Widerstände
R 1 = 33 kΩ
R 2 = 5,1 kΩ
R 3 = 4,7 kΩ
R 4 = 510 Ω

Kondensatoren
C 1 = C 2 = 0,1 µF
C 3 = C 4 = 5 nF
C 5 = 800 pF
Spule L s. Text

Schaltung 16

Zwischenfrequenz-Abgleichoszillator für 470 kHz

Die Schaltung (Bild 40) stellt eine Abwandlung des Colpitts-Oszillators dar. Der kapazitive Spannungsteiler C 2, C 3 dient zur Rückkopplung der HF-Spannung vom Emitter in den Schwingkreis und ermöglicht den Anschluß des in Parallel-Resonanz erregten Schwingquarzes an die Basis. Durch die sehr lose Kopplung des Quarzes mit dem Transistor wirken sich Transistor-Exemplarstreuungen bzw. Schwankungen der Transistor-Parameter nur sehr wenig auf die Frequenz aus.

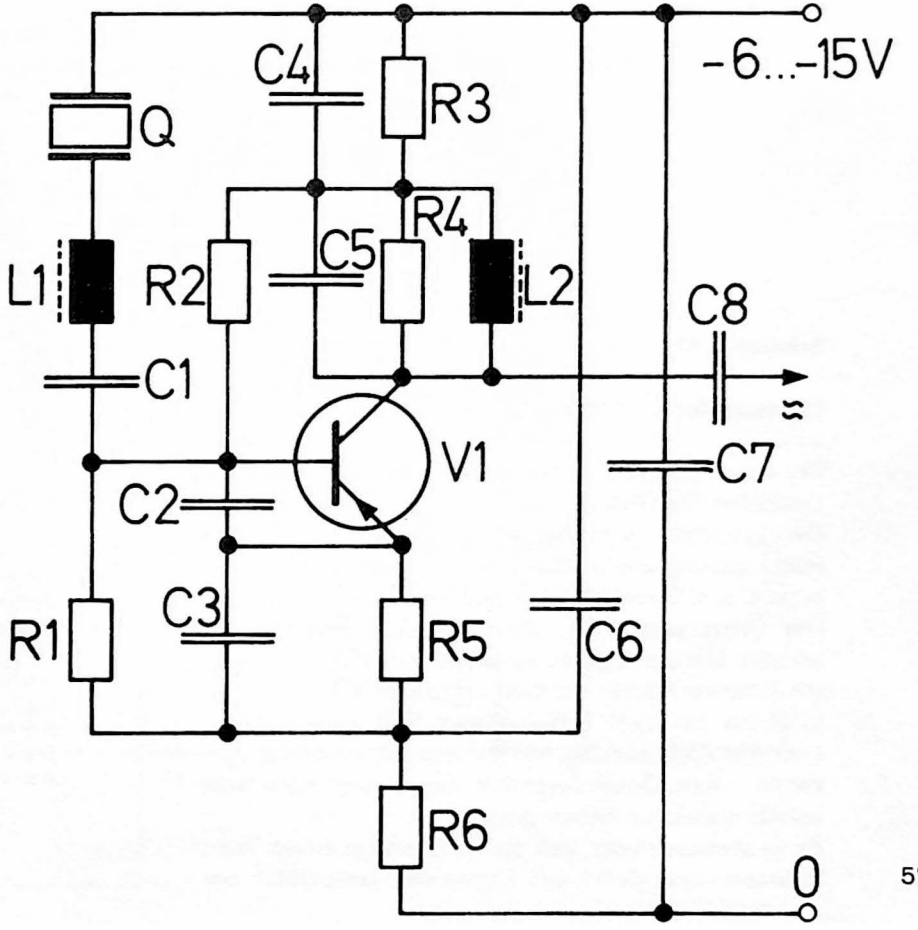
Die Schaltung ist daher unempfindlich gegenüber Speisespannungsschwankungen und Transistor-Exemplarstreuungen. Zum „Ziehen" der Resonanzfrequenz wird hier die abgleichbare Induktivität L 1 verwendet.

L 1 wird auf den Spulenkörper mit 7 mm ⌀ B 6/28-224 (Vogt) gewickelt. Die 480 Windungen CuL-Draht 0,18 mm ⌀ werden in vier Lagen zu je 120 Windungen aufgebracht. Mit dem HF-Gewindekern GW 6/13 · 0,75 FC-FU II (rot) kann die Induktivität von 0,5 bis 1,5 mH variiert werden.

Die Schwingkreisspule L 2 besteht aus 260 Windungen CuL 0,18 mm ⌀ in zwei Lagen zu je 130 Windungen. Die Daten des Spulenkörpers und des Abgleichkerns sind die gleichen wie bei L 1. Der Schwingkreis wird zur Verbesserung der Stabilität mit dem Kern etwas tiefer als die Quarzfrequenz abgeglichen.

Die Auskopplung der HF-Spannung erfolgt über den 5-pF-Kondensator vom Kollektor. Die Rückwirkung vom Ausgang auf die Quarzfrequenz ist sehr gering. Man erreicht mit einer Speisespannung von 6 V eine HF-Spannung von 1,1 V, mit 9 V 2,1 V HF und mit 15 V 4,5 V HF.

Bild 40



Stückliste zu Bild 40

Halbleiter: Transistor V 1 = AF137 o. ä.
Quarz Q: 470 kHz
Widerstände
R 1 = R 5 = 3,9 kΩ
R 2 = 15 kΩ
R 3 = 2,2 kΩ
R 4 = 5,1 kΩ
R 6 = 1 kΩ
Kondensatoren
C 1 = 1 nF
C 2 = 1,8 nF
C 3 = C 4 = C 7 = 0,1 µF
C 5 = 560 pF
C 6 = 820 pF
C 8 = 5 pF
Spule L 1, L 2 s. Text

Schaltung 17

Eichoszillator für 1 MHz

Die Grundschaltung entspricht auch hier dem Colpitts-Oszillator (Bild 41).
Der Transistor V 1 arbeitet in Emitterschaltung. Die Rückkopplung erfolgt über den kapazitiven Spannungsteiler C 2, C 3 vom Kollektor auf die Basis.
Der Quarz ersetzt hier die Induktivität des Schwingkreises. Um ihn nicht zu belasten, folgt dem Oszillator ein Trennverstärker mit dem Transistor V 2.
In Reihe mit dem Schwingquarz liegt eine Kondensator-Parallelschaltung. Mit ihr wird die Frequenz „gezogen". Ihre Gesamtkapazität richtet sich nach dem jeweils benutzten Schwingquarz.
Es ist vorausgesetzt, daß die Schaltung in einem Thermostaten und damit bei konstanter Temperatur betrieben wird. Zum Stabilisieren des Kollektor-Gleichstromes gegen den Einfluß von Temperaturschwankungen wird deshalb nur ein Basis-Vorwiderstand verwendet.
Zum Einbau eignet sich wieder ein wärmeisolierendes Plexiglasgehäuse recht gut.
Die Speisespannung wird durch die Z-Diode auf 6,8 V stabilisiert.
Eichoszillatoren sollten, um eine gute Stabilität zu erreichen, immer in Betrieb sein. Mit transistorisierten Schaltungen ist der Stromverbrauch so gering, daß dies kein Problem darstellt.

Stückliste zu Bild 41

Halbleiter
Transistor V 1 = V 2 = AF137 o. ä.
Z-Diode Z = BZY83/C6V8
Quarz Q: 1 MHz

Widerstände	Kondensatoren
R 1 = 100 kΩ	Cs = 5 ... 30 pF
R 2 = R 5 = 10 kΩ	C 1 = 200 pF
R 3 = 2,2 kΩ	C 2 = 390 pF
R 4 = 68 kΩ	C 3 = 820 pF
R 6 = 680 Ω	C 4 = 1 nF
	C 5 = 10 nF
	C 6 = 15 pF

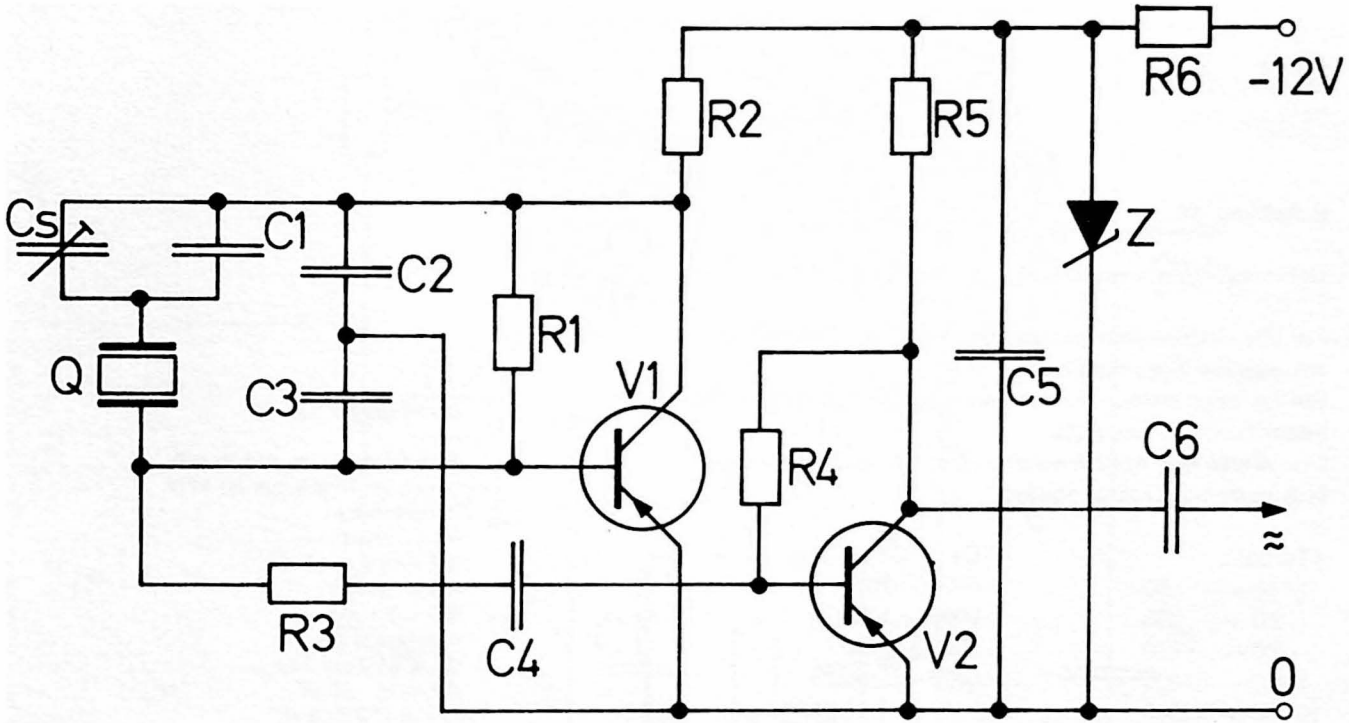


Bild 41

Schaltung 18

Universal-Quarzoszillator von 10 kHz bis 30 MHz

Für alle Grundwellenquarze von 10 kHz bis 30 MHz eignet sich die Schaltung nach Bild 42.
Sie ist sehr einfach aufzubauen und für den Anfänger besonders gut geeignet.
Die Werte der Kondensatoren Ca, Cb und Cc richten sich nach der Quarzfrequenz.

f [kHz]	Ca = Cb = Cc [pF]
10 — 50	4000 — 2000
50 — 200	2000 — 1000
200 — 1 000	1000 — 400
1 000 — 10 000	400 — 40
10 000 — 30 000	40 — 10

Der Trimmer Cs dient zum „Ziehen" der Quarzfrequenz. Die Ausgangsspannung beträgt ca. 2 V.

Stückliste zu Bild 42

Transistor V 1 = AF136 o. ä.
Quarz Q: 10 kHz bis 30 MHz
Widerstände
R 1 = 39 kΩ
R 2 = R 4 = 10 kΩ
R 3 = 22 kΩ
R 5 = 5,1 kΩ
Kondensatoren
Ca, Cb, Cc s. Text
Cs = 5 ... 60 pF
C 1 = C 3 = 5 nF
C 2 = 10 µF, 15 V (Elko)

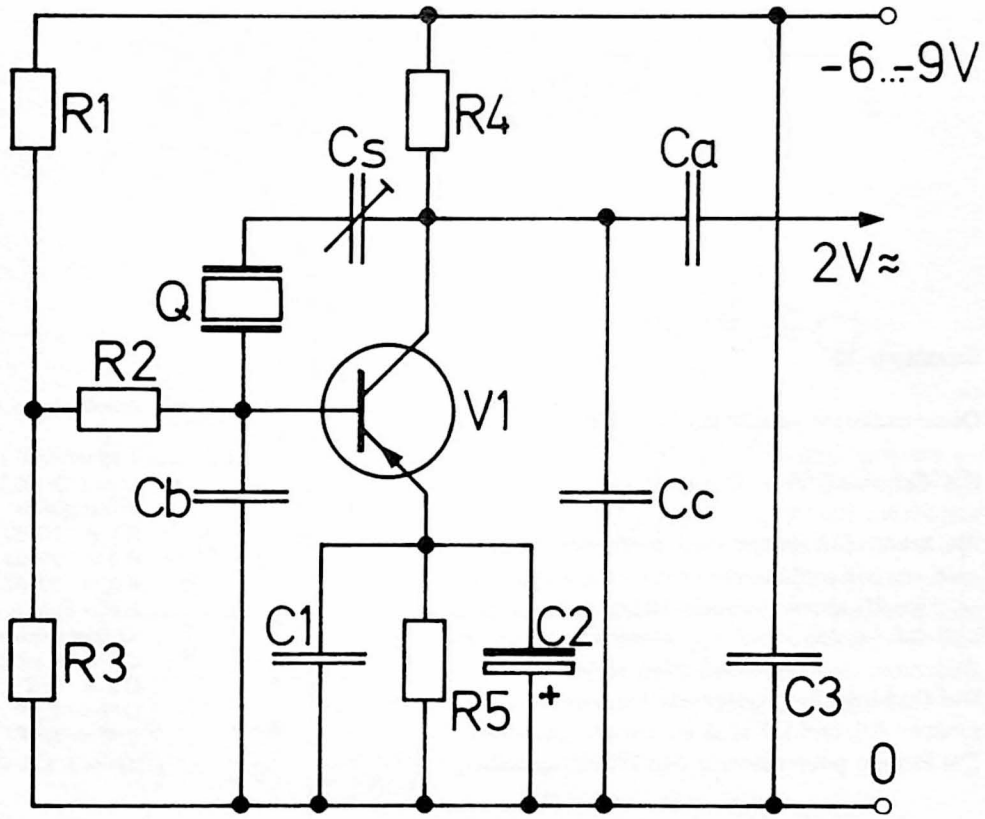


Bild 42

Schaltung 19

Quarzoszillator von 20 bis 100 MHz

Die Schaltung Bild 43 eignet sich für Obertonquarze von 20 bis 100 MHz.
Als Arbeitswiderstand kann in diesem Frequenzbereich kein ohmscher Widerstand mehr verwendet werden. Er wird durch einen Parallelschwingkreis, bestehend aus L 2, C 1, ersetzt und auf einen etwas unterhalb der Quarzfrequenz liegenden Wert abgestimmt.
Die Rückkopplung geschieht induktiv über L 1 auf den Emitter. L 1 und L 2 sind ineinander gewickelt.
Die Punkte geben jeweils den Wicklungsanfang an.

Stückliste zu Bild 43

Transistor V 1 = AF136 o. ä.
Quarz Q: 20 MHz ... 100 MHz
Widerstände
R 1 = 10 kΩ
R 2 = 22 kΩ
R 3 = 39 kΩ
R 4 = 510 Ω
Kondensatoren
C 1 = 30 pF (Trimmer)
C 2 = 5 nF
C 3 = 10 pF
C 4 = 5 nF
Spule L 1, L 2 s. Text

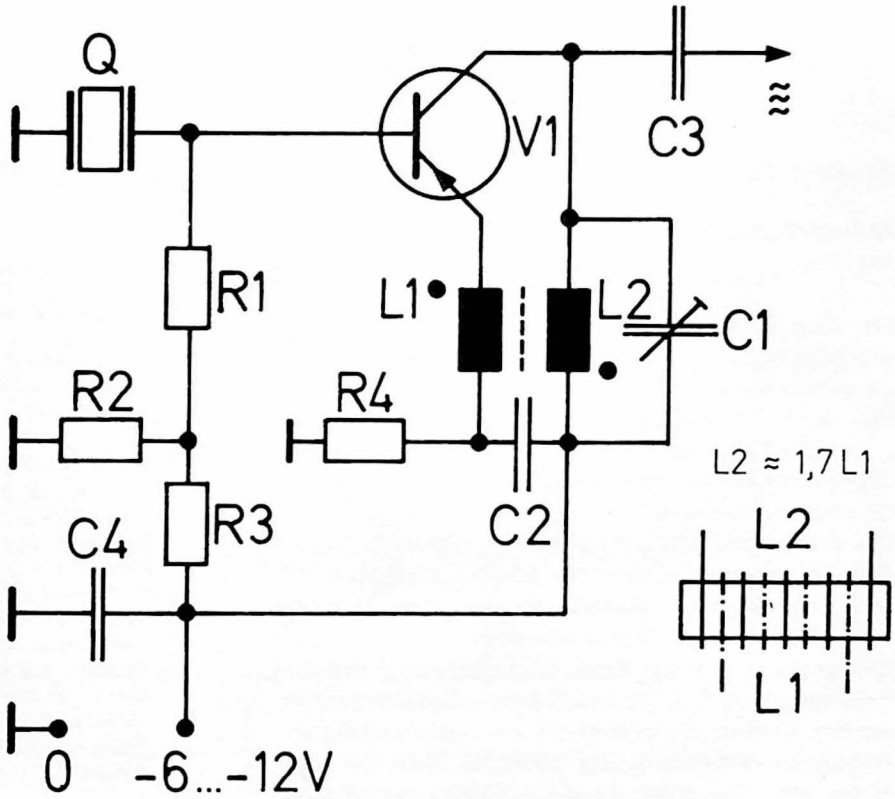


Bild 43

Schaltung 20

48-MHz-Oszillator mit Frequenzverdreifachung auf 144 MHz

Der 48-MHz-Schwingquarz arbeitet in Serienresonanz und schwingt in der dritten Oberwelle (Bild 44). Schwingungen in der Grundwelle des Quarzes (16 MHz) werden durch L 2 und den Kondensator C 3 verhindert. L 2 wird auf 48 MHz abgeglichen. Der parallel liegende Widerstand R 3 dient zur Dämpfung und verhindert ein Überschwingen.

Die dritte Oberwelle (144 MHz) des Kollektorstromes fließt im wesentlichen über den 8,2-pF-Kondensator C 3 und über den auf 144 MHz abgestimmten Parallelresonanzkreis L 4, C 1 nach Masse.

Bei 48 MHz ist dieser Kreis so niederohmig, daß die Schaltelemente C 3, L 3 und C 2 als π-Glied betrachtet werden können. Es bewirkt die zur Rückkopplung erforderliche Phasendrehung zwischen Kollektor und Basis. Mit L 3 wird der günstigste Schwingungseinsatz eingestellt.

Die 144-MHz-Spannung kann an L 4 induktiv ausgekoppelt werden. (1 Windung in L 4 gewickelt.)

Die Schaltung eignet sich als Senderoszillator für ein Funksprechgerät. Eine Temperaturstabilisierung ist hierfür nicht nötig. Die Frequenzkonstanz ist auch bei großen Temperaturunterschieden ausreichend. Die Stromaufnahme beträgt ca. 3,5 mA.

Stückliste zu Bild 44

Transistor V 1 = AF136 o. ä.
Quarz Q: 48 MHz

Widerstände:	Kondensatoren
R 1 = 12 kΩ	C 1 = 25 pF (Trimmer)
R 2 = 18 kΩ	C 2 = 15 pF
R 3 = 4,7 kΩ	C 3 = 8,2 pF
R 4 = 2,2 kΩ	C 4 = C 5 = 1,5 nF

Spule L 1: Spulenkörper B6/24-235,
Kern GW6/13x0,75FC-FU II (Rot) (Vogt)
90 Wdgn, 0,18 mm ϕ CuL
Spule L 2: Spulenkörper B5/17,5-717,
Kern GW5/13x0,75FCZ-FU V (hellblau)
25 Wdgn, 0,4 mm ϕ CuL
Spule L 3: B5/17,5-717, GW5/13x0,75FCZ-FU V
15 Wdgn, 0,5 mm ϕ CuL
Spule L 4: Luftspule 2 Wdgn, 1 mm ϕ CuL,
Spulen-ϕ 12 mm

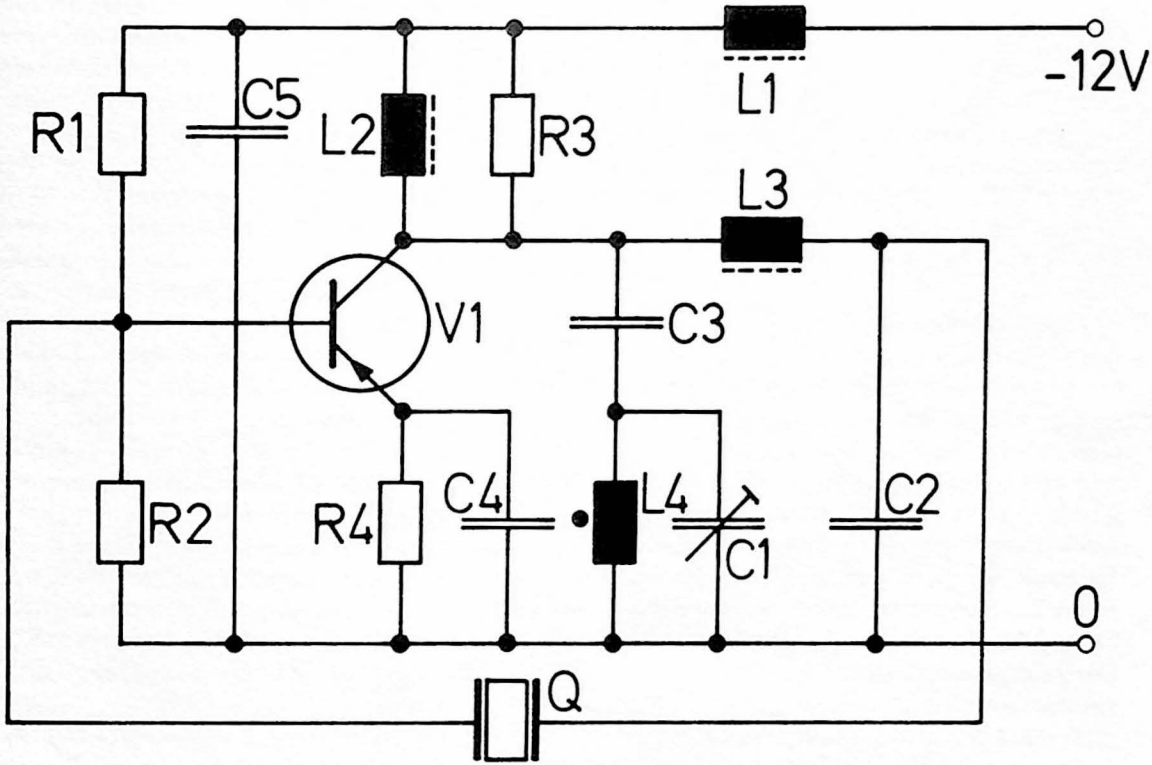


Bild 44

Temperaturregelschaltungen

Elektronische Regelschaltungen zur Temperaturkonstanthaltung finden heute ein breites Anwendungsgebiet. Denken wir an einen einfachen Raumtemperaturregler, an dessen Genauigkeit man im allgemeinen keine zu hohen Anforderungen stellt. In den meisten Fällen reicht eine Ausregelung auf ±1 Grad aus.
Oder an Eichquarzoszillatoren, für die man mindestens eine Temperaturkonstanz von ±0,1 bis 0,01 Grad fordert.
Prinzipiell arbeiten alle Regelschaltungen gleich, siehe Bild 45. Der Meßwertaufnehmer gibt Auskunft über die herrschende Temperatur. Sein Wert wird mit der eingestellten Soll-Temperatur verglichen. Ist die Temperatur zu hoch oder zu niedrig, gibt der Verstärker ein entsprechendes Signal (Strom) an die Heizspirale weiter. Die thermische Kopplung zwischen Heizspirale und Meßwertaufnehmer schließt den Regelkreis.
Sprechen wir noch kurz über den Unterschied zwischen Zweipunktregler und Proportionalregler, um die behandelten Schaltungen besser zu verstehen.
Der Zweipunktregler kann nur entscheiden, ob die Temperatur zu hoch oder zu niedrig (zwei Punkte), nicht wie groß die Abweichung ist. Er schaltet bei zu niedriger Temperatur ein. Ausschalten kann er jedoch erst, wenn die Temperatur höher ist als die Solltemperatur. Die Temperatur schwankt also um den Sollwert herum. Die Temperaturdifferenz zwischen höchster und niedrigster Temperatur bezeichnet man als Hysterese. Ihre Größe hängt von der Empfindlichkeit des Verstärkers ab.
Anders dagegen beim Proportionalregler. Er stellt fest, wie groß die Abweichung vom Sollwert ist und schickt einen der Abweichung proportionalen Strom durch die Heizspirale. Je näher er dem Sollwert kommt, desto kleiner wird der Heizstrom. Wir können uns fast beliebig genau der Solltemperatur nähern, wenn wir den Verstärker nur entsprechend empfindlich machen, aber erreicht wird die Solltemperatur nie exakt.
Als Meßwertaufnehmer verwendet man für Temperaturen zwischen —40 °C und +350 °C sog. Heißleiter. Das sind Widerstände aus Halbleiterwerkstoffen. Sie haben einen negativen Temperaturkoeffizienten TK, d h. ihr Widerstand wird, im Gegensatz zu Metallen, mit steigender Temperatur kleiner. Eine Temperaturänderung, die den Kupferwiderstand auf das 2,5fache steigen läßt, senkt den Widerstand eines Heißleiters auf $^1/_{1000}$ des ursprünglichen Wertes.
Typische normierte Widerstandsverläufe von Heißleitern mit verschiedenen Temperaturkoeffizienten in Abhängigkeit von der Temperatur sind in Bild 46 dargestellt.
Zur Herstellung von Heißleitern verwendet man allerdings nicht Germanium oder Silizium, sondern eine Mischung von Oxyden und Metallen, vorwiegend

Schwermetallen. Diese werden zu Plättchen oder Kügelchen gepreßt, deren Form vor allem durch den Verwendungszweck bestimmt ist, und dann gesintert, d. h. die einzelnen Pulverkörnchen werden im Glühofen miteinander verschweißt.

Heißleiter werden zur Temperaturmessung, zur Kompensation des Temperaturganges von Schaltungen, in denen andere temperaturabhängige Bauteile, z. B. Transistoren vorkommen, und für Regel- und Anlaßzwecke benutzt.

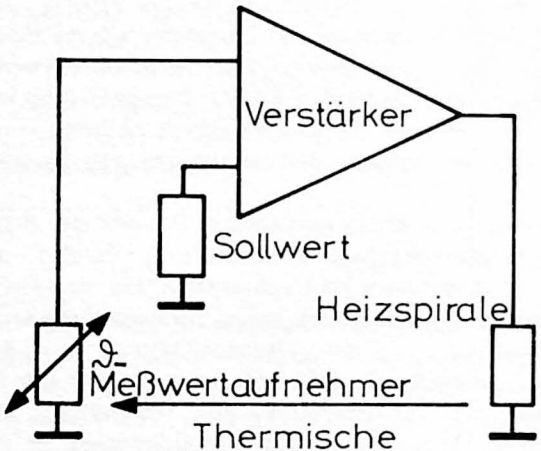


Bild 45

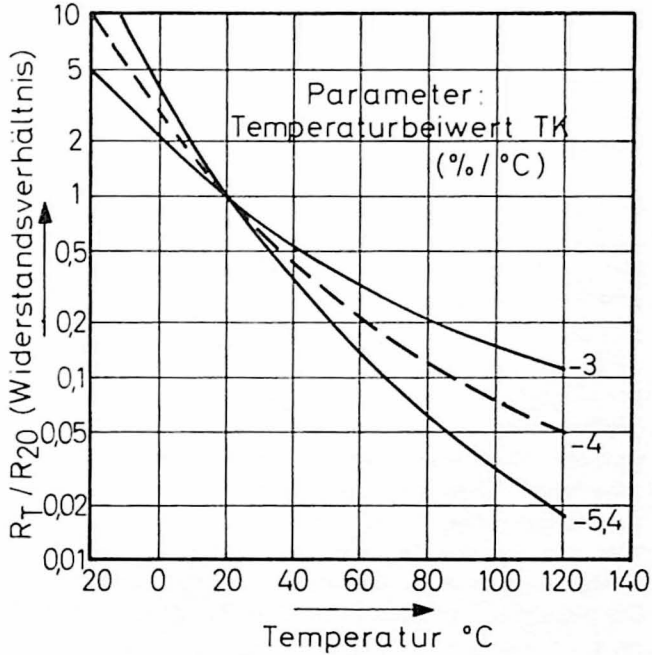


Bild 46

Schaltung 21

Regler für eine Wohnraumheizung

Die für eine solche Anlage in Frage kommenden Arbeitstemperaturen liegen etwa im Bereich von 15 °C bis 25 °C. Der Regler soll bei einer bestimmten eingestellten Temperatur ansprechen und die Wärmezufuhr zu den zu überwachenden Räumen so beeinflussen, daß eine möglichst konstante Raumtemperatur gewährleistet ist. Durch die Trägheit der Heizanlage (Verbrennung, Aufheizung, Umlauf und Wärmeabgabe) wird die Temperatur nach oben und unten etwas „überschwingen". Dies klein zu halten ist Sache des Heizungsfachmannes, der die Anlage entwirft.

Hier soll nur das Teil beschrieben werden, das der Anlage sagt, ob es zu kalt oder zu warm im Zimmer ist. Die Schaltung des Reglers ist dem Bild 47 zu entnehmen.

Der Heißleiter im Basisspannungsteiler des Transistors V 1 steuert den zweistufigen Gleichstromverstärker.

Die Z-Diode Z 1 stabilisiert die Spannung am Transistor V 1 auf 15 V.

Der Heißleiter H und R 1, P 1 bilden den einen, R 2, V 1, Z 2 den anderen Brückenzweig.

Bekanntlich ist eine Brückenschaltung am empfindlichsten, wenn am Querzweig, das ist der Basiskreis von V 1, die halbe Spannung liegt. Dies erreicht die in Sperrichtung betriebene Z-Diode Z 2, die den Emitter auf 6,8 V vorspannt. Die Basisspannung von V 1 ist um die für Silizium-Transistoren typische Steuerspannung von 0,5 V bis 0,7 V höher als der Emitter, also ungefähr 7,4 V.

Ist die Temperatur nun niedriger, also der Heißleiterwiderstand höher als der aus R 1 und P 1 gebildete Widerstand, so ist das Basispotential von V 1 niedriger als seine Emitterspannung. Der Transistor V 1 ist gesperrt und es fließt nur noch ein kleiner Kollektorreststrom. Seine Kollektorspannung, die gleichzeitig durch die galvanische Kopplung mit Transistor V 2 die Basisspannung von V 2 ist, erreicht fast die positive Versorgungsspannung. Dadurch wird V 2 durchgesteuert und das Relais zieht an. Seine Schaltkontakte können nun entsprechende Schütze der Heizungsanlage einschalten.

Der gemeinsame Emitterwiderstand R 4 gibt der Schaltung ein gewisses Kippverhalten. Er verhindert, daß bei einer langsamen Temperaturänderung das Relais nur langsam anzieht. Durch diese Rückkopplung ergibt sich zwischen „Ein-" und „Ausschalttemperatur" eine gewisse Differenz. Sie läßt sich durch Ändern von R 4 einstellen, um die unterschiedliche Trägheit der verschiedenen Heizungen ausgleichen zu können.

Im allgemeinen wird man die Zimmertemperatur bei

Stückliste zu Bild 47

Halbleiter
Transistor V 1 = V 2 = BCY59B
Z-Diode Z 1 = BZY83/D15
Z-Diode Z 2 = BZY83/C6V8
Diode D = BAY19
Heißleiter H „Thernewid" K 11 5 kΩ
Widerstände
P 1 = P 2 = 2,5 kΩ
(Potentiometer linear)
R 1 = 3,3 kΩ
R 2 = 18 kΩ
R 3 = 2,2 kΩ
R 4 = 10 Ω (s. Text)
Kondensator C 1 = 1 µF, 50 V (Elko)
Relais Rel z. B. Siemens Kammrelais
Typ V23 154-D0721/B110
Schalter S 1pol. Um

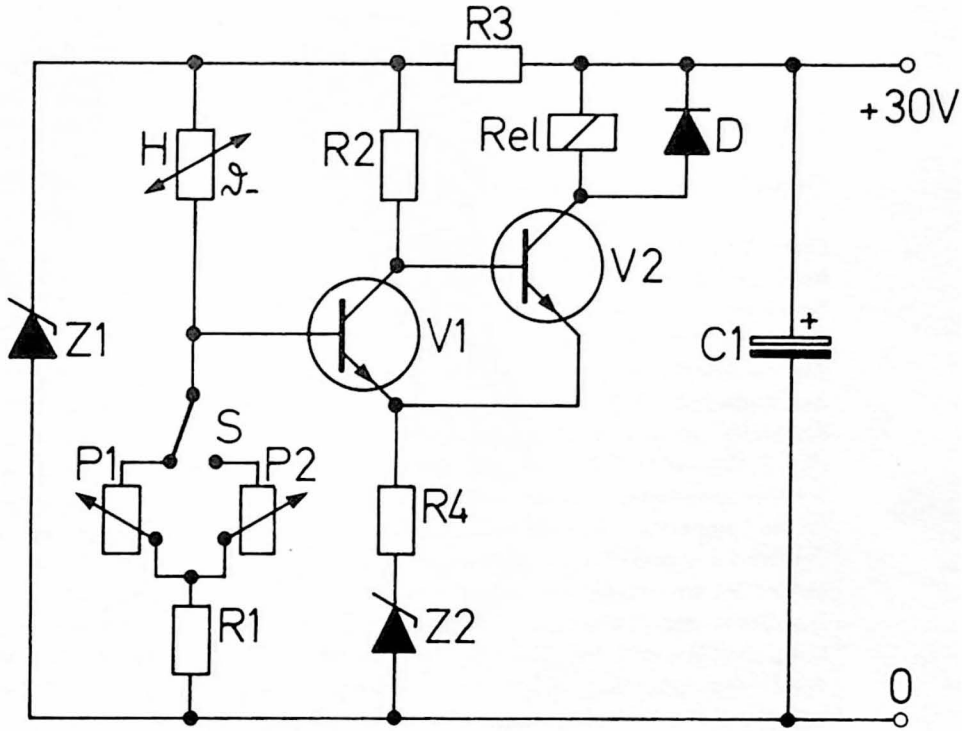


Bild 47

Nacht auf einen tieferen Wert absenken wollen, um Brennstoff zu sparen. Dies kann automatisch geschehen, wenn der Schalter S von einer Zeitschaltuhr betätigt wird. Mit P 1 wird z. B. die Tages- und mit P 2 die Nachttemperatur eingestellt.

Will man die Schaltwirkung von Arbeits- und Ruhekontakten umkehren (Relais abgefallen bei zu tiefer Temperatur), braucht man nur die Zweige des Spannungsteilers R 1, P gegen H vertauschen.

Die parallel zum Relais geschaltete Siliziumdiode dient zum Schutz des Transistors V 2 gegen die beim Abschalten auftretenden Überspannungen.

Schaltung 22

Elektronischer Kleinthermostat

Eine konstante Temperatur in kleinsten Räumen, z. B. für Quarzoszillatoren, erreicht man durch eine stetige Regelung der Heizleistung (Proportionalregelung). Bild 48 zeigt eine einfache Schaltung.
Als Heizkörper verwendet man den Transistor V 2 und den Widerstand R 5.
Abhängig von der Verstimmung der Brückenschaltung (R 1, P, R 2 und H, R 3) durch den Heißleiter, ändert sich die Verlustleistung an V 2.
Ist die Temperatur niedriger als die Temperatur, für die die Brücke abgeglichen ist, liegt an der Basis des Transistors V 1 ein negatives Potential und er wird gesperrt. Die Basis des Transistors V 2 erhält positive Spannung über R 4 und sein Kollektorstrom steigt. Die dadurch hervorgerufene höhere Verlustleistung am Transistor und R 5 heizt den zu stabilisierenden Raum, bis die eingestellte Temperatur erreicht ist.
Ist die Temperatur höher als der eingestellte Wert, wird der Transistor V 1 mit positiver Eingangsspannung immer stärker durchgesteuert. Seine Kollektorspannung sinkt ab. Dies führt zu einer Verringerung des Kollektorstromes des Transistors V 2. Seine Verlustleistung und damit seine Heizleistung nimmt ab.

Der Widerstand R 3 wird zur Wahl des Temperaturbereiches benützt. Für ihn gelten folgende Werte:

t	=	20 °C	30 °C	40 °C	50 °C	60 °C
R 3	=	39 kΩ	27 kΩ	15 kΩ	10 kΩ	6,8 kΩ

Mit dem Potentiometer P werden die dazwischen liegenden Temperaturen eingestellt.
Für den Aufbau empfiehlt es sich, alle auf konstante Temperatur zu haltenden Bauteile auf ein Aluminiumblech aufzubauen. Gegen die Umgebung soll diese Anordnung möglichst gut wärmeisoliert werden (z. B. Plexiglasgehäuse). Man benutze dickes Material und achte auf kleine Gehäuseabmessungen. Heißleiter und Transistoren sollen nahe zusammen auf dem Alu-Blech montiert werden, damit sie stets die gleiche Temperatur haben.
Als Heißleiter verwendet man am besten den Siemens-Typ K 252 mit Schraubbefestigung. Er ergibt einen sehr guten Wärmekontakt zwischen Heißleiter und Meßobjekt.
Es können auch andere Heißleiter-Ausführungen mit gleichem Widerstandswert eingebaut werden.
Die beiden Versorgungsspannungen, beide ca. 30 V, müssen voneinander galvanisch getrennt sein.
Bei Schwankungen der Raumtemperatur zwischen 10 und 40 °C ändert sich die Temperatur des Thermoblocks nur um ±0,25 °C.

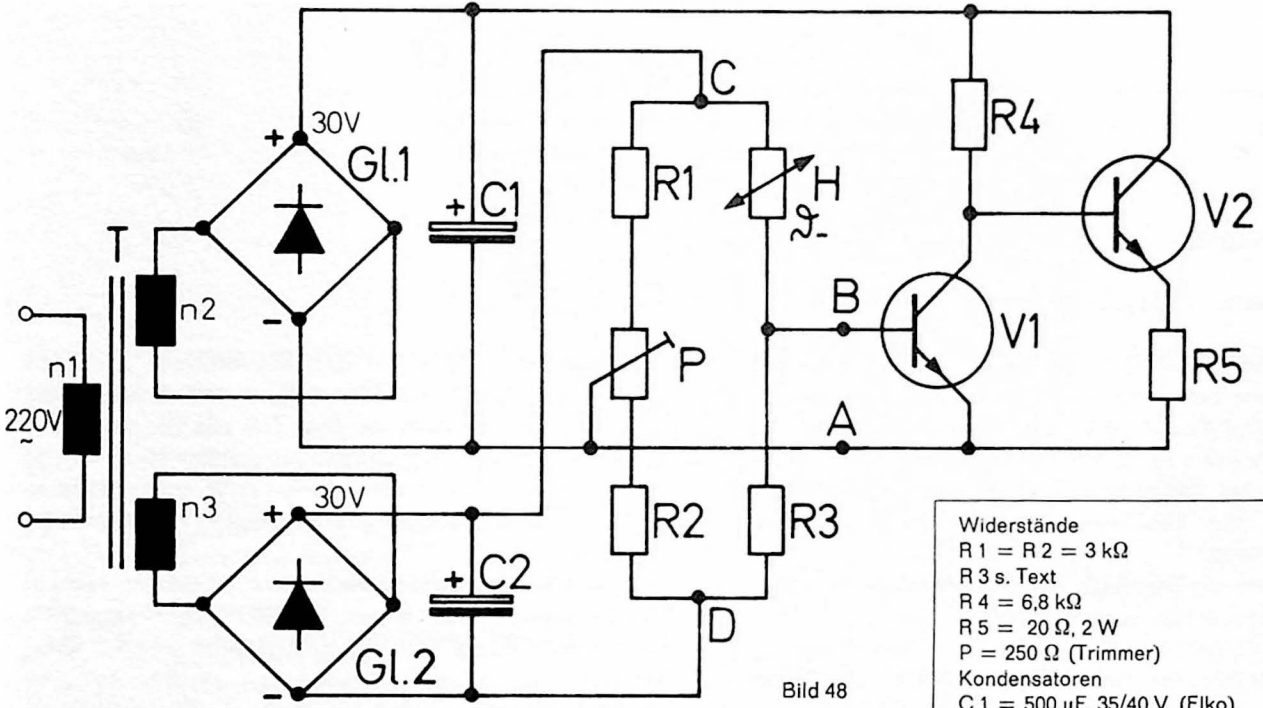


Bild 48

Stückliste zu Bild 48

Halbleiter
Transistor V 1 = BCY59B
Transistor V 2 = BSX45
Gleichrichter Gl 1 = Gl 2 = B30C300
Heißleiter H = „Thernewid" K 252 40 kΩ

Widerstände
R 1 = R 2 = 3 kΩ
R 3 s. Text
R 4 = 6,8 kΩ
R 5 = 20 Ω, 2 W
P = 250 Ω (Trimmer)
Kondensatoren
C 1 = 500 µF, 35/40 V (Elko)
C 2 = 250 µF, 35/40 V (Elko)
Netztrafo T: M52/15, DynBl. IV/0,35, 0,5 L, wechselsinnig geschichtet
n 1 = 4700 Wdgn, 0,10 mm ϕ CuL
n 2 = 505 Wdgn, 0,22 mm ϕ CuL
n 3 = 480 Wdgn, 0,08 mm ϕ CuL

Schaltung 23

Bruchsichere Temperaturregelung

Bei Temperaturregelungen wie in Schaltung 22 ergibt sich eine Schwierigkeit: Bricht der Heißleiter oder eine Zuleitung, täuscht der hohe Widerstand dieses Brükkenzweiges eine zu niedrige Temperatur vor.
Bei tiefen Temperaturen ist der Heißleiterwiderstand durch den negativen Temperaturkoeffizienten auch hochohmig.
Die Heizung wird also bei einem Heißleiterbruch ein- und nicht wieder ausgeschaltet.
Durch eine Änderung der Brückenschaltung nach Bild 49 läßt sich dieser Nachteil beheben. Der Verstärker bleibt unverändert wie in Schaltung 22. Die neue Brücke wird an die Punkte C, D angeschlossen und A, B mit dem Verstärker verbunden.
Der Transistor V 1 ist im Normalbetrieb bis zur Restspannung durchgesteuert. Die Brückenschaltung arbeitet dann genauso wie in Schaltung 22.

Unterbricht der Heißleiter den Steuerstrom, so sperrt der Transistor auch den Strom durch den rechten Brükkenzweig. Seine Basis ist über R 3 mit der negativen Brückenspannung verbunden und die Emitterspannung ist mit einer in Durchlaßrichtung betriebenen Siliziumdiode etwas angehoben (Verbesserung des Sperrverhaltens).
Der Transistorreststrom verursacht jedoch im rechten Brückenzweig noch einen kleinen Spannungsabfall. Dieser wird durch den Spannungsteiler R 1, R 2 überkompensiert, so daß auf jeden Fall die Spannung an Punkt A negativer ist als am Punkt B und die Heizung abgeschaltet wird.

In der angegebenen Dimensionierung können mit dem Potentiometer P Temperaturen von 25 °C bis 75 °C eingestellt werden.

Stückliste zu Bild 49

Halbleiter
Transistor V 1 = BCY59B
Diode D = BA103
Heißleiter H „Thernewid" K 252 40 kΩ
Widerstände
P = 2,5 kΩ (Potentiometer linear)
R 1 = R 6 = 10 kΩ
R 2 = 100 kΩ
R 3 = 3 kΩ
R 4 = R 5 = 1 kΩ

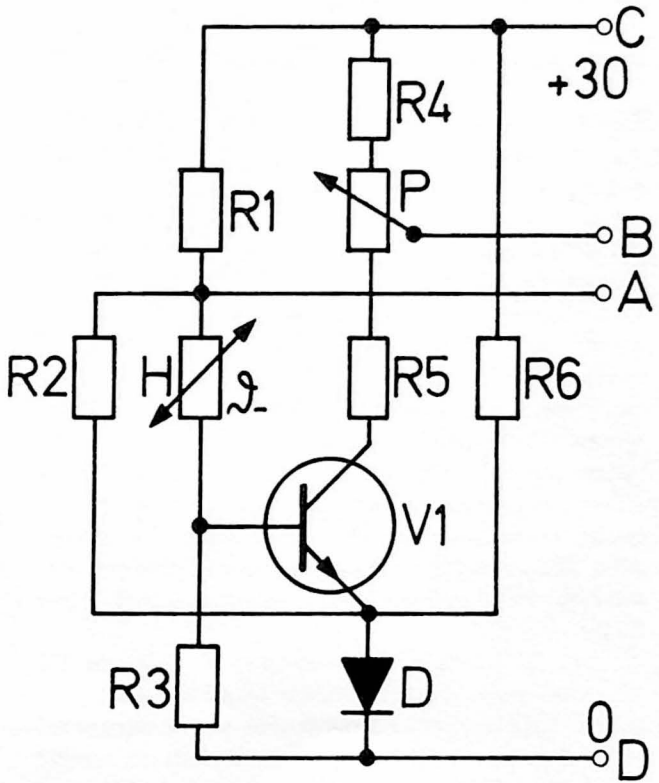


Bild 49

Schaltung 24

Zweipunkt-Temperaturregler hoher Genauigkeit

Das Bild 50 zeigt einen Zweipunkt-Temperaturregler. Als Meßwertaufnehmer dient hier der Heißleiter H, der mit R 2 im einen und R 6, P, R 7 im anderen Brückenzweig angeordnet ist. Im Querzweig der Brücke liegt ein Differenzverstärker. Durch ihn bleibt der Temperaturgang des Verstärkers ohne Einfluß. Er verstärkt nur Spannungsunterschiede zwischen beiden Eingängen, aber keine Spannung, die an beiden Eingängen gleichzeitig auftritt.

Um einen gleichmäßigen Temperaturgang zu gewährleisten, müssen die Transistoren V 1 und V 2 sehr nahe zusammen montiert werden, damit zwischen ihnen keine Temperaturdifferenzen auftreten. Vorsicht, Gehäuse ist mit dem Kollektor verbunden! (Für extrem hohe Anforderungen werden Doppeltransistoren verwendet. Sie scheiden jedoch meist aus preislichen Gründen aus.)

An den Differenzverstärker ist über die Z-Diode Z 2 ein zweistufiger Schaltverstärker angeschlossen.

Bei zu tiefer Temperatur sinkt das Kollektorpotential von V 2 soweit ab, daß durch Z 2 nur noch ein kleiner Sperrstrom fließt, der zum Durchschalten von V 3 nicht ausreicht. Dadurch ist V 3 gesperrt, seine Kollektorspannung, die gleichzeitig Basisspannung von V 4 ist, wird positiv, Transistor V 4 wird leitend und das Relais zieht an.

Mit seinen Kontakten kann z. B. ein Heizwiderstand angeschaltet werden. Die Versorgungsspannung an der Brücke und am Differenzverstärker wird durch die Z-Diode Z 1 konstant gehalten. Die gewünschte Temperatur läßt sich mit dem Potentiometer P einstellen.

In der angegebenen Dimensionierung ergibt sich ein Regelbereich zwischen 20 °C und 80 °C.

Mit R 6 = 3,3 kΩ, P = 2,5 kΩ, R 7 = 6,2 kΩ können Temperaturen von 20 °C bis 40 °C gewählt werden.

Die Regelgenauigkeit beträgt 0,02 °C.

Stückliste zu Bild 50

Halbleiter
Transistor V 1 = V 2 = V 3 = V 4 = BCY59B
Z-Diode Z 1 = BZY83/D10
Z-Diode Z 2 = BZY83/C6V8
Diode D 1 = BA103 Diode D 2 = BAY19
Heißleiter H „Thernewid" K 252 6 kΩ
Widerstände
R 1 = R 3 = R 6 = 1 kΩ R 9 = 470 kΩ
R 2 = R 7 = 6,2 kΩ R 10 = 5,1 kΩ
R 4 = 3 kΩ R 11 = 18 kΩ
R 5 = R 8 = 2 kΩ
P = 5 kΩ (Potentiometer linear)
Relais Rel z. B. Siemens Kammrelais
Typ V 23 154 D0720/B110

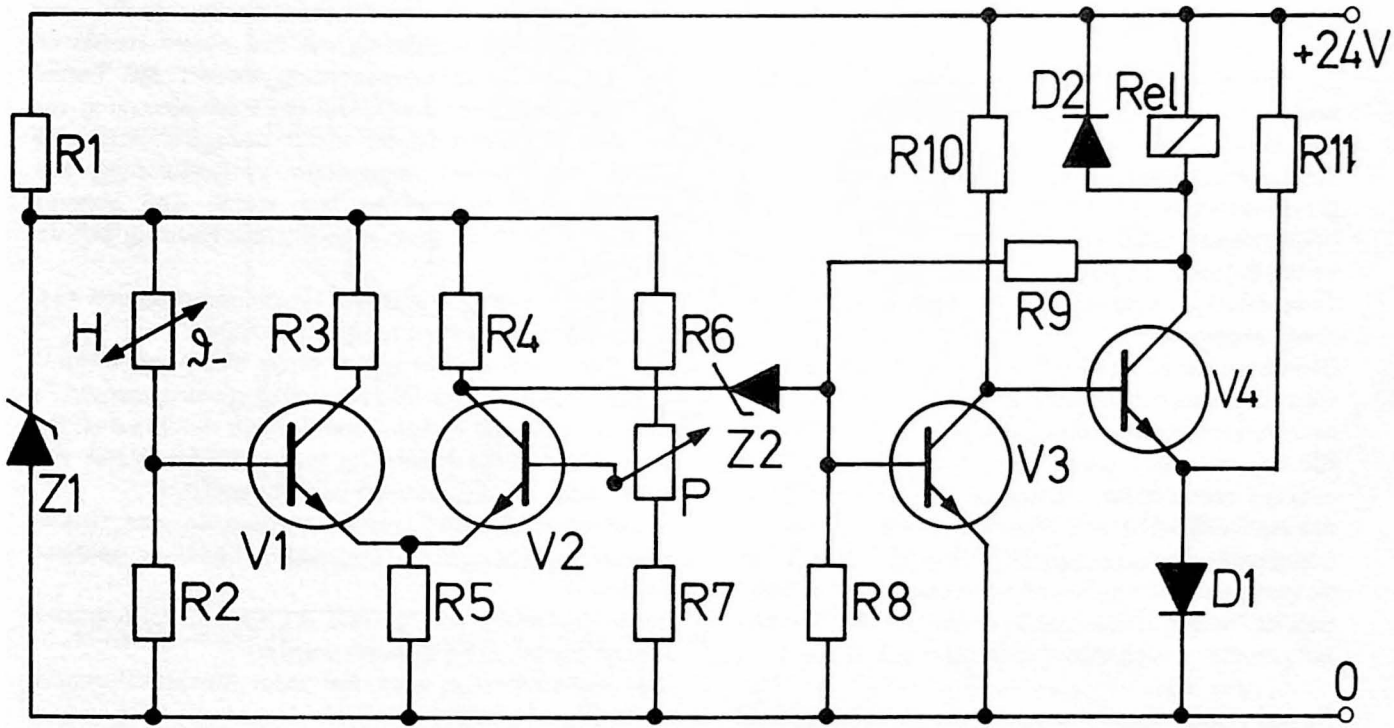


Bild 50

Schaltung 25

Proportional-Temperaturregler hoher Genauigkeit

Zur Unterdrückung des Verstärkertemperaturganges wird auch hier ein Differenzverstärker benutzt (Bild 51). Eine Besonderheit der Schaltung ist, daß zur Erhöhung der Empfindlichkeit in den zwei gegenüberliegenden Brückenzweigen H 1, R 1, P und P 1, R 6, H 2 je ein Heißleiter geschaltet ist.

Ist die Brücke nicht abgeglichen (zu hohe oder zu tiefe Temperatur), wird der Transistor V 4 durch V 3 entsprechend angesteuert.

Betrachten wir den Fall, daß die Temperatur etwas absinkt. Die Spannung an der Basis von V 1 wird durch den steigenden Widerstand von H 1 etwas negativer. Wir bezeichnen diese Spannungsänderung mit $-\Delta Ub\,1$ (sprich: minus Delta Ub 1). Der Widerstand des Heißleiters H 2 wird ebenfalls etwas größer. Die Basisspannung von V 2 wird positiver: $+\Delta Ub\,2$. Am Ausgang des Differenzverstärkers erscheint die Differenz der beiden Eingangsspannungen um den Verstärkungsfaktor v vergrößert, also $[(-\Delta Ub\,1) - (+\Delta Ub\,2)] \cdot v = \Delta Ua$.

Da die beiden Brückenzweige symmetrisch sind, sind die absoluten Basisspannungsänderungen gleich:

$$|\Delta Ub\,1| = |\Delta Ub\,2| = |\Delta Ub|$$

Daraus folgt: $\Delta Ua = -2\,\Delta Ub \cdot v$

Die Ausgangsspannungsänderung ist bei gleicher Temperaturänderung um den Faktor 2 größer als bei einer normalen Brückenschaltung mit nur einem Heißleiter.

Die negative Ausgangsspannung steuert den Transistor V 3 (pnp) mehr durch und die Basisspannung von V 4 wird positiver. Damit steigt sein Kollektorstrom und die in Wärme umgesetzte Verlustleistung. Der Widerstand R 10 erwärmt sich durch den höheren Strom ebenfalls. Er kann also mit zur Heizung benutzt werden.

Der Strom durch V 4 und den Heizwiderstand von 48 Ω ist der Brückenverstimmung proportional.

Dies gilt allerdings nur in der Nähe des Abgleichpunktes. Bereits bei einer Widerstandsänderung von 0,5 % wird der gesamte Proportionalbereich durchlaufen. Bei einer größeren Verstimmung ist der Endtransistor entweder ganz durchgesteuert oder gesperrt.

In der angegebenen Dimensionierung können Temperaturen zwischen 20 °C und 45 °C konstant gehalten werden.

Durch Verändern von R 1 und R 6 können auch andere Temperaturbereiche gewählt werden.

Die Solltemperatur wird mit dem Tandem-Potentiometer PP' eingestellt.

Für den Aufbau gilt das gleiche wie bei den Schaltungen 22 und 24. Die Regelgenauigkeit ist besser als ±0,01 Grad.

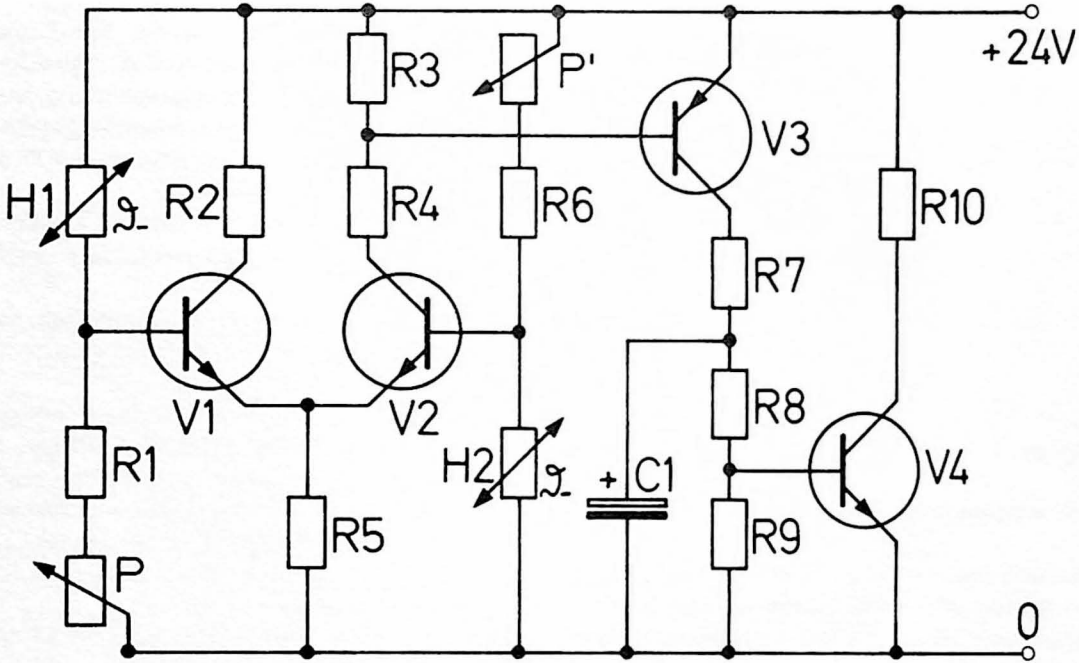


Bild 51

Stückliste zu Bild 51

Transistor V 1 = V 2 = BSY80
Transistor V 3 = OC469
Transistor V 4 = BSY84
Heißleiter H 1 = H 2 „Thernewid" K 252 40 kΩ
Widerstände
P, P' = 2 x 25 kΩ
(Stereo-Tandem-Potentiometer linear)

R 1 = R 6 = 15 kΩ
R 2 = R 4 = 2,2 kΩ
R 3 = 1 kΩ
R 5 = 3,3 kΩ
R 7 = R 8 = R 9 = 470 Ω
R 10 = 47 Ω, 10 W
Kondensator C 1 = 10 µF, 15 V (Elko)

Schaltung 26

Einfaches, genaues Temperaturmeßgerät

Heißleiter haben keinen linearen Kennlinienverlauf. Um sie für Meßgeräte verwenden zu können, muß man sie linearisieren oder eine entsprechende Skaleneichung durchführen.
Nach einem völlig anderen Prinzip arbeitet das einfache, aber sehr genaue Gerät.
Es läßt sich nämlich bei Silizium-Planar-Transistoren zeigen, daß im Bereich von —50 °C bis 150 °C die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung linear verläuft. Außerdem hat sie eine ausgezeichnete Stabilität.

Als Meßfühler eignet sich ein npn-Transistor, z. B. BCY59A o. ä. Seine Basis-Kollektorstrecke ist kurzgeschlossen. Die Versorgungsspannung von 9 V wird über einen niederohmigen Spannungsteiler zugeführt. Als Anzeigeinstrument eignet sich ein Drehspulinstrument mit 100 µA Vollausschlag.
Mit dem Potentiometer P 3 werden Meßfehler, die von Versorgungsspannungsschwankungen herrühren, verhindert.
P 1 und P 2 gleichen Streuungen der Basis-Emitter-Spannung und ihrer Temperaturkoeffizienten bei verschiedenen Transistoren aus.
Mit der gezeigten Schaltung können Temperaturen zwischen 0 °C und 150 °C gemessen werden. Die Anzeige ist sehr genau. Ihr Fehler ist über den ganzen Bereich nicht größer als 1 %. Die Schaltung läßt sich natürlich auch bei entsprechender Eichung im Bereich von 0 °C bis 100 °C verwenden. Dann wird die Skalenteilung gleich als Gradskala benutzt.
Die Eichung des Meßgerätes bereitet keine Schwierigkeiten. Nach Festlegung der Anfangs- und Endtemperatur verläuft der dazwischenliegende Bereich linear.

1. Mit dem Schalter S 1 wird das Gerät eingeschaltet.
2. Schalter S 2 in Stellung E = „eichen". Mit dem Potentiometer P 3 wird das Instrument auf Vollausschlag eingestellt. Eventuell durch zusätzliches Ändern von R 3.

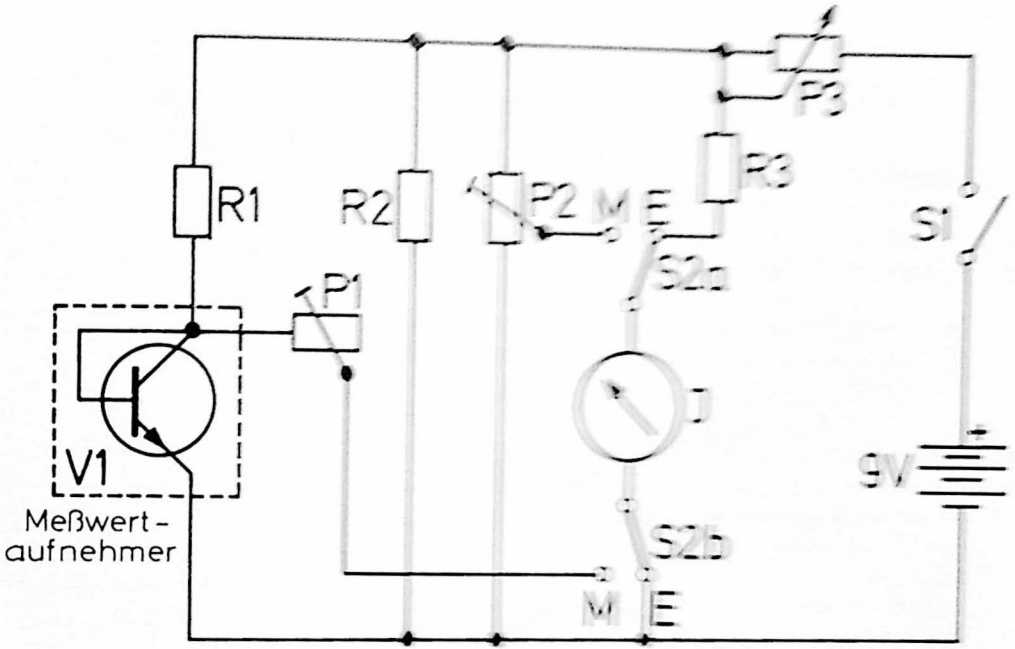


Bild 52

Stückliste zu Bild 52

Transistor V 1 = BCY59B
Widerstände
R 1 = 6,8 kΩ
R 2 = 100 Ω
R 3 = 0 ... 7 kΩ (je nach Innenwiderstand des Meßinstruments)

P 1 = 5 kΩ (Trimmer)
P 2 = 100 Ω (Trimmer)
P 3 = 1 kΩ (Potentiometer linear)
Meßinstrument I: Drehspul. 100 µA Vollausschlag
Schalter S 1: 1pol. Aus
Schalter S 2: 2pol. Um

3. Schalter S 2 in Stellung M = „messen".
   a) Der Meßwertaufnehmer wird auf 0 °C gebracht (Temperatur des schmelzenden Eises) und das Instrument mit dem Trimmpotentiometer P 2 auf Null eingestellt.
   b) Der Meßwertaufnehmer wird auf 150 °C gebracht und das Instrument mit dem Trimmpotentiometer P 1 auf Vollausschlag eingestellt. (Vergleich mit einem genauen Thermometer.)

Damit ist die Eichung des Gerätes beendet.
Der Abgleich nach Punkt 2 kompensiert den Einfluß der Versorgungsspannungsänderung bei alternder Batterie. Er ist öfter zu wiederholen.
Um die Batterie zu schonen soll das Gerät nur während der Messung eingeschaltet sein. Sie kann auch durch ein kleines stabilisiertes Netzgerät ersetzt werden.
Das Gerät eignet sich auch gut als Fernthermometer. Man eicht dann mit P 1 und P 2 z. B. einen Bereich von —30 °C bis 60 °C (eventuell durch Verändern von R 2 und P 1 je nach Transistordaten).
Den Meßwertaufnehmer baut man zweckmäßigerweise in eine Tastspitze ein und verbindet sie mit dem Gerät durch eine bewegliche Strippe. Um die Wärmeableitung klein zu halten soll die Tastspitze aus Kunststoff bestehen.
Der Meßwertaufnehmer hat eine gewisse Wärmeträgheit. Damit die Temperatur genau gemessen wird, muß man warten, bis Meßobjekt und Meßwertaufnehmer die gleiche Temperatur besitzen (einige Sekunden).

Wenn im Fachhandel einzelne Teile nicht erhältlich sind, weisen die untenstehenden Firmen für ihre Erzeugnisse gerne Bezugsquellen nach:

Alfred Neye — Enatechnik, 2085 Quickborn/Hamburg, Schillerstraße 14

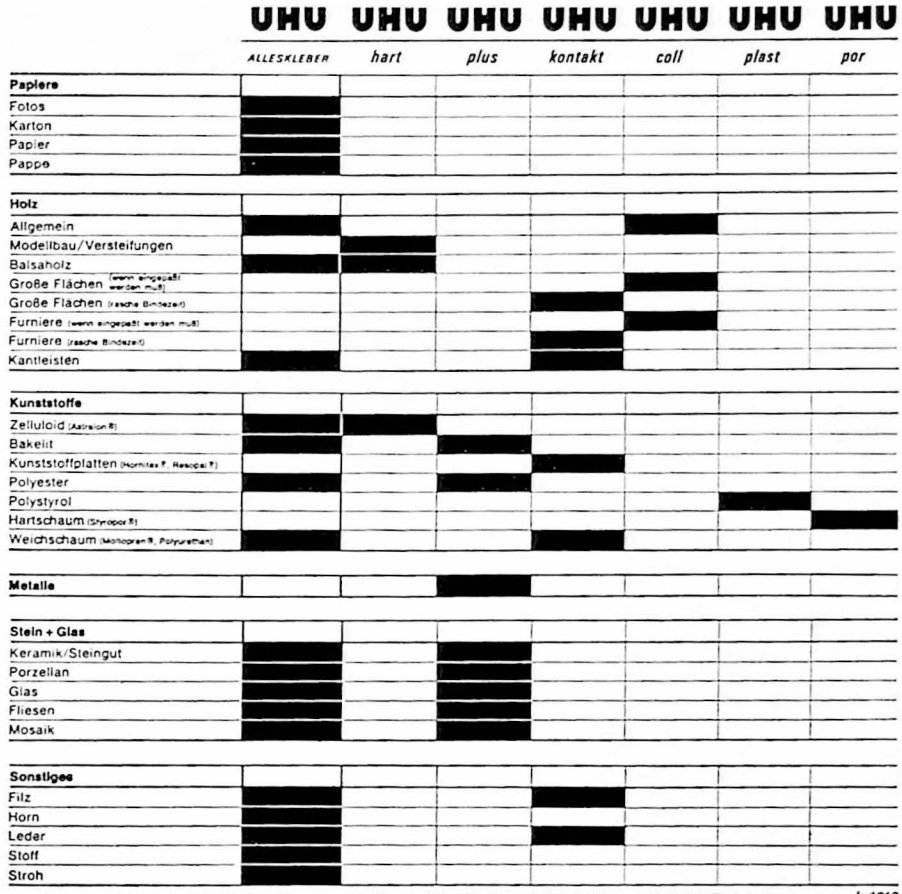
Wuttke — Quarze, 6 Frankfurt/M 70, Hainer Weg 271

Fairchild: Siegfried Ecker, 6120 Michelstadt, Postfach 8

Klaus Conrad, 8452 Hirschau

ITT: Gustav Beck KG, 85 Nürnberg 17, Scharnhorststraße 40

Was klebe ich womit am besten?



Astralon ® – Eingetragenes Warenzeichen der Dynamit Nobel Aktiengesellschaft in Troisdorf
Hornitex ® – Eingetragenes Warenzeichen der Gebr. Künnemeyer in Horn/Lippe
Moltopren ® – Eingetragenes Warenzeichen der Farbenfabriken Bayer Aktiengesellschaft in Leverkusen
Resopal ® – Eingetragenes Warenzeichen der H. Römmler GmbH. in Groß Umstadt
Styropor ® – Eingetragenes Warenzeichen der BASF AG in Ludwigshafen

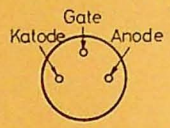
k 1216

Im Falle eines Falles klebt UHU wirklich alles

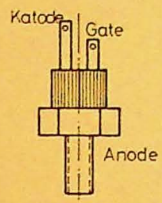
Diesen UHU-Fahrplan gibt es auch im Taschenformat.
Fordern Sie ihn bitte beim UHU-Werk an. UHU-Werk H.u.M.Fischer · 758 Bühl (Baden)

TOPP

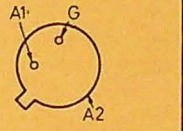
Schematische Darstellung der Anschlüsse einiger Halbleiter



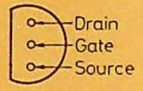
2N3529



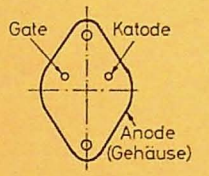
2N3898



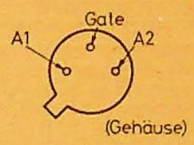
40432



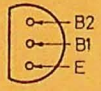
2N3819



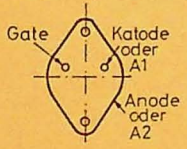
2N3670



40530



2N4891



2N3525
40430
40576